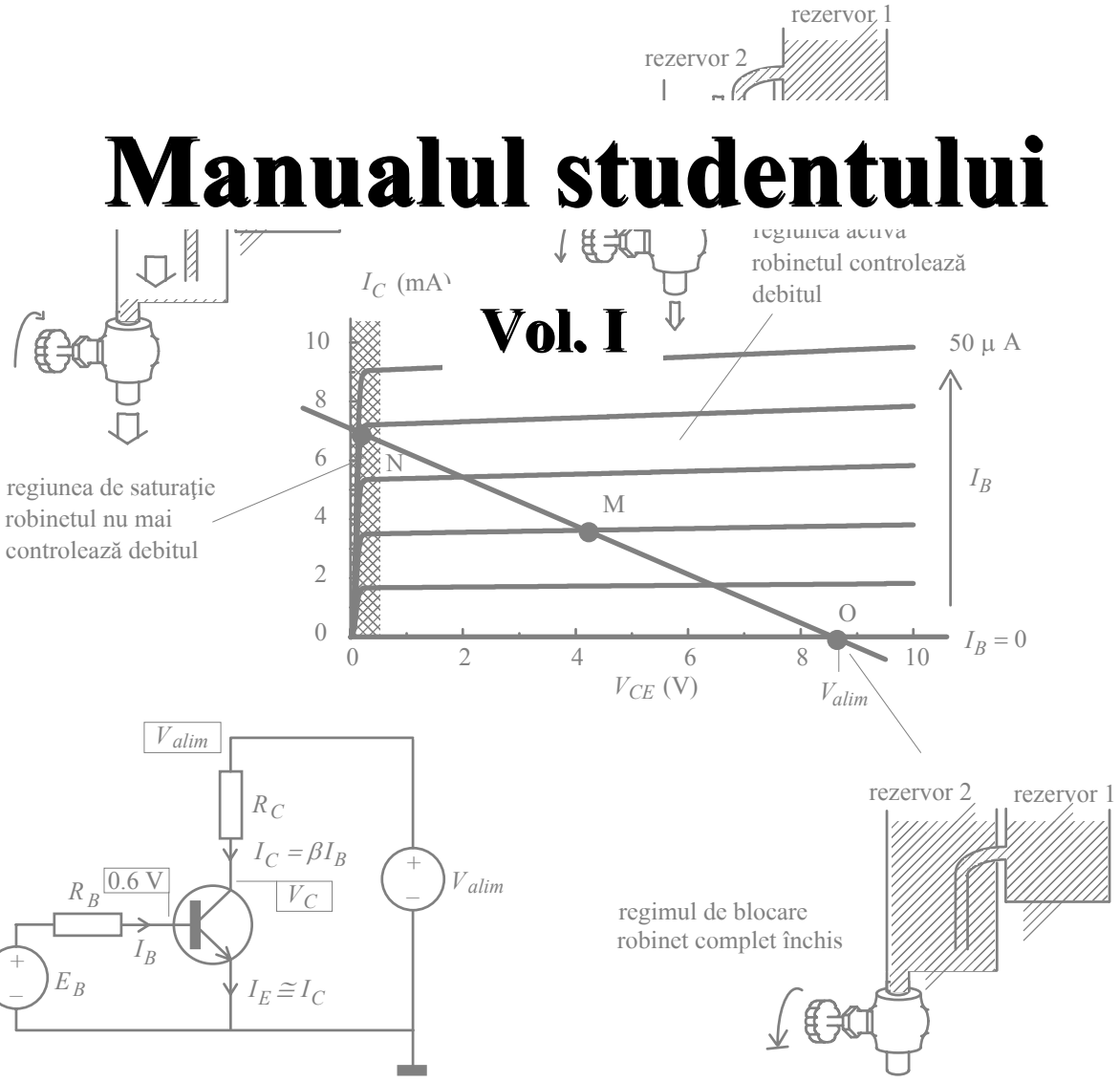
MIHAI P. DINCĂ

ELECTRONICĂ

Manualul studentului

Vol. I



EDITURA UNIVERSITĂŢII DIN BUCUREŞTI

- 2003 -

C u p r i n s

Volumul I

Prefaţă *xi*

CAPITOLUL 1
NOŢIUNI INTRODUCTIVE **1**

CAPITOLUL 2
SURSE DE TENSIUNE ŞI SURSE DE CURENT **37**

CAPITOLUL 3
DIODE SEMICONDUCTOARE **59**

CAPITOLUL 4
TRANZISTOARE BIPOLARE - CARACTERISTICI STATICE **81**
4.1. Conexiunea bază-comună **83**
4.2. Conexiunea emitor-comun **113**

CAPITOLUL 5
REDRESAREA ŞI STABILIZAREA **143**

CAPITOLUL 6
DISPOZITIVE CU REZSTENŢĂ DINAMICĂ NEGATIVĂ **163**
6.1. Comportarea generală **165**
6.2. Tranzistorul unijoncţiune 175
6.3. Diacul, tiristorul şi triacul 197

CAPITOLUL 7
TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP **215**
7.1. Tranzistoare metal-oxid-semiconductor (MOSFET) **218**
7.2. Tranzistoare cu poartă joncţiune (JFET) **239**

CAPITOLUL 8
EFECTUL TEMPERATURII ASUPRA CARACTERISTICILOR DISPOZ **257**

Anexa 1. Rezistoare, valori nominale şi marcare 288
Anexa 2. Prezentarea grafică a rezultatelor 292
Anexa 3. Programul Circuit Maker 296
Anexa 4. Stabilizatoare de tensiune 304

BIBLIOGRAFIE **313**

Volumul II

CAPITOLUL 9
REZISTOARE, CONDENSATOARE ŞI INDUCTOARE; APLICAŢII ÎN C 1
9.1. Prezentare generală; utilizarea în regim de comutaţie 3
9.2. Regimul sinusoidal; filtre 43

CAPITOLUL 10
REPETOARE DE TENSIUNE (PE EMITOR ŞI PE SURSĂ) 87

CAPITOLUL 11
AMPLIFICATOARE DE PUTERE 119

CAPITOLUL 12
AMPLIFICATORUL CU EMITOR COMUN 153

CAPITOLUL 13
AMPLIFICATORUL DIFERENŢIAL 181

CAPITOLUL 14
REACŢIA 227
14.1. Reacţia pozitivă la curent continuu 233
14.2 Reacţia pozitivă selectivă; oscilatoare sinusoidale 250
14.3. Reacţia negativă 270

CAPITOLUL 15
AMPLIFICATOARE OPERAŢIONALE 309

CAPITOLUL 16
CIRCUITE DIGITALE 381
Anexa 1. Amplificatoare operaţionale 432
A. Amplificatoarele operaţionale şi traductoarele neuzuale 432
B. Decuplarea alimentării şi legarea la masă în cazul amplificatoarelor operaţionale 433
Anexa 2. Circuite digitale 433
A. Programe de calculator pentru simularea circuitelor digitale 433
B. Porţi logice 434
C. Circuite bistabile 434
D. Interconectarea familiilor digitale 435
E. Comanda circuitelor digitale cu comutatoare mecanice 432
F. Comanda circuitelor digitale cu amplificatoare operaţionale şi comparatoare 438
G. Comanda sarcinilor externe cu circuite TTL şi CMOS 439
BIBLIOGRAFIE 441

VOLUMUL I
cuprins detaliat

Prefaţă *xi*

CAPITOLUL 1

NOŢIUNI INTRODUCTIVE **1**

A. Elemente de circuit, reale şi ideale 2

B. Intensitatea curentului 3

C. Tensiunea electrică 5

D. Legea lui Ohm; rezistoare 8

E. Analiza circuitelor 10

F. Măsurarea intensităţilor de regim continuu 12

G. Măsurarea tensiunilor continue 14

H. Măsurarea curenţilor şi tensiunilor alternative (regim sinusoidal) 17

I. Măsurarea curenţilor şi tensiunilor alternative de formă oarecare 18

Probleme rezolvate 25

Probleme propuse 27

Lucrare experimentală 31

CAPITOLUL 2

SURSE DE TENSIUNE ŞI SURSE DE CURENT **37**

A. Sursa ideală de tensiune 38

B. Reprezentarea Thevenin 41

C. Sursa ideală de curent; reprezentarea Norton 42

D. Rezistenţa echivalentă 45

E. Divizorul rezistiv 46

Probleme rezolvate 50

Probleme propuse 52

Lucrare experimentală 55

CAPITOLUL 3

DIODE SEMICONDUCTOARE **59**

A. Caracteristica statică a diodelor 60

B. Date de catalog 65

C. Metoda dreptei de sarcină 66

D. Circuitul echivalent pentru variaţii 68

E. Verificarea experimentală a unei dependenţe exponenţiale 70

Probleme rezolvate 74

Probleme propuse 77
Lucrare experimentală 78

CAPITOLUL 4
TRANZISTOARE BIPOLARE - CARACTERISTICI STATICE **81**
4.1. Conexiunea bază-comună **83**
1. A. Structură, simboluri şi mod de funcţionre 83
1. B. Caracteristica de intrare 88
1.C. Caracteristici de transfer 89
1.D. Caracteristica de ieşire 90
1.E. Saturaţia tranzistorului *93*
1.F. Depăşirea dificultăţilor conexiunii bază comună 95
1.G. Surse de curent cu tranzistoare bipolare 97
Probleme rezolvate 102
Probleme propuse 106
Lucrare experimentală 108
4.2. Conexiunea emitor-comun **113**
2.A. Configuraţia cu emitor comun 113
2.B. Caracteristica de intrare 117
2.C. Caracteristicile de transfer 118
2.D. Caracteristica de ieşire 120
2.E. Saturaţia tranzistorului 123
2.F. Date de catalog 126
Probleme rezolvate 131
Probleme propuse 135
Lucrare experimentală 137

CAPITOLUL 5
REDRESAREA ŞI STABILIZAREA **143**
A. Structura unui alimentator electronic 144
B. Redresorul monoalternanţă 144
C. Filtrul capacitiv 145
D. Redresorul dublă alternanţă 148
E. Stabilizatorul de tensiune cu diodă Zener 150
Probleme rezolvate 155
Probleme propuse 158
Lucrare experimentală 160

CAPITOLUL 6

DISPOZITIVE CU REZSTENŢĂ DINAMICĂ NEGATIVĂ **163**

6.1. Comportarea generală **165**

1.A. Evoluţia punctului de funcţionare pe caracteristică 165

1.B. Rezistenţa dinamică negativă poate produce instabilitate 169

Problemă rezolvată 172

Probleme propuse 174

6.2. Tranzistorul unijoncţiune 175

2.A. Structura şi simbolul 175

2.B. Cum apare rezistenţa dinamică negativă 176

2.C. Aplicaţia tipică: oscilatorul de relaxare 180

2.D. Cîte joncţiuni are tranzistorul unijoncţiune programabil 185

2.E. Proiectarea unui oscilator de relaxare cu TUJ 187

Problemă rezolvată 191

Probleme propuse 192

Lucrare experimentală 194

6.3. Diacul, tiristorul şi triacul 197

3.A. Diacul 197

3.B. Tiristorul 198

3.C. Triacul 199

3.D. Variatoare de putere 200

3.E. Redresoare controlate 204

Probleme propuse 207

Lucrare experimentală 208

CAPITOLUL 7

TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP **215**

Prezentare generală 217

7.1. Tranzistoare metal-oxid-semiconductor (MOSFET) **218**

1.A. Simboluri şi mod de funcţionare 218

1.B. Caracteristica de transfer 220

1.C. Caracteristica de ieşire 222

1.D. Aplicaţie: comutatorul analogic 224

Probleme rezolvate 232

Probleme propuse 233

Lucrare experimentală 234

7.2. Tranzistoare cu poartă joncţiune (JFET) **239**

2.A. Simboluri şi mod de funcţionare 239

2.B. Caracteristici statice 239
2.C. Surse de curent cu JFET 243
2.D. Repetorul pe sursă 245
2.E. Atenuatorul controlat 246
Problemă rezolvată 250
Probleme propuse 251
Lucrare experimentală 253

CAPITOLUL 8
EFECTUL TEMPERATURII ASUPRA CARACTERISTICILOR DISPOZ 257
A. Termistori 258
B. Diode semiconductoare 259
C. Tranzistoare bipolare 262
D. Tranzistoare cu efect de cîmp 275
Problemă rezolvate 279
Probleme propuse 283
Lucrare experimentală 284

ANEXE 287
Anexa 1 Rezistoare, valori nominale şi marcare 288
Anexa 2 Prezentarea grafică a rezultatelor 292
Anexa 3 Programul Circuit Maker 296
Anexa 4 Stabilizatoare de tensiune 304
A. Stabilizatoarele integrate cu tensiune fixă LM78XX 304
B. Stabilizatoarele integrate reglabile LM117 / LM217 / LM317 308

BIBLIOGRAFIE 313

Randy Cox, Product Development Engineer, despre "The Art of Electronics" [1]:
I'm continually hiring EE's that think they can design a circuit, but can't make a circuit work...this book tells them how! A common reaction from their introduction to this book is: 'They never taught us this stuff in school...' [2]

Studenţilor noştri, înainte de prefaţă

De cîteva decenii bune fizica experimentală nu mai poate fi concepută fără electronică. În laboratorul de fizică al liceului unde veţi preda, în laboratoarele de cercetare ale universităţilor din lumea largă unde veţi obţine masterul sau doctoratul sau unde veţi ocupa poziţii post-doc, în laboratoarele companiilor Hi-Tech, va trebui şi dumneavoastră, după cum spune americanul Randy Cox, să faceţi circuitele şi echipamentele electronice **să funcţioneze**. Acest lucru încearcă să vă înveţe acest manual. Dacă vă surprinde numărul său mare de pagini (aproape 800) este pentru că sunteţi prea obişnuiţi cu "note de curs" constînd în înşiruiri de definiţii şi demonstraţii care se învaţă pe de rost în sesiune şi sunt regurgitate la examen în urma stimulului numit "subiect de teorie" sau cu "caiete de laborator" care după o colecţie de formule vă cer doar să legaţi borna 3 cu borna 4, să citiţi aparatele de măsură şi să completaţi tabelul de rezultate.

Noi am încercat aici să scriem un manual uşor de înţeles şi care să conţină suficiente informaţii pentru a vă fi util dumneavoastră cînd veţi începe să lucraţi de-adevăratelea; de aceea se numeşte, după modelul american, "Manualul studentului". Nu am făcut economie de cuvinte sau de exemple, am desenat peste 720 figuri şi am dat mereu valori numerice întîlnite în practică şi sfaturi pentru selectarea componentelor; la circuitele importante veţi găsi proceduri simplificate de proiectare, atît exemple cît şi algoritmul sub formă grafică. După fiecare capitol sau subcapitol există probleme rezolvate în detaliu, legate de aplicaţiile din lumea reală; ele vor fi întodeauna mai dificile şi mai complexe decît setul de probleme propuse care urmează celor rezolvate. Dacă veţi putea rezolva aceste probleme înseamnă că aţi înţeles explicaţiile, dacă nu, va trebui să recitiţi capitolul respectiv.

Electronica nu este o disciplină teoretică, constînd într-o mulţime de consecinţe deduse dintr-un set de axiome. Ea este povestea rezolvării unor sarcini concrete cu dispozitive electronice reale, disponibile la momentul respectiv. Din acest motiv, activitatea practică este esenţială. Lucrările de laborator ce urmează fiecărui capitol vă propun cîte un set de experimente în care veţi investiga comportarea circuitelor descrise în textul capitolului.

Cu o zi-două înainte de lucrarea de laborator programată, va trebui să citiţi cu atenţie, acasă, textul capitolului respectiv şi să încercaţi să înţelegeţi funcţionarea circuitelor. Enunţurile sintetice de la sfîrşitul capitolului vă arată încă o dată care sunt lucrurile importante şi pe care va trebui să le memoraţi. Dacă unele aspecte, considerate cunoscute în acel capitol, vă sunt neclare, recitiţi capitolele precedente respective. Rezolvaţi apoi, împreună cu noi, pe caietul de probleme, problemele explicate în detaliu. Încercaţi-vă, în continuare, forţele cu cîteva probleme propuse. Abia după aceea, citiţi textul care se referă la Lucrarea experimentală şi schiţaţi-vă pe caietul de laborator un plan al experimentelor.

Programele de simulare pe calculator a circuitelor electronice sunt un instrument extraordinar de util pentru evidenţierea funcţionării acestora. Cîteva dintre acestea, pe care le puteţi procura şi utiliza gratuit, sunt specificate în textul manualului; pentru Circuit Maker veţi găsi şi o anexă cu indicaţii şi exemple de utilizare. Vă sfătuim să le folosiţi imediat după ce credeţi că aţi înteles cum funcţionează circuitul respectiv şi, mai ales, ca să verificaţi rezultatele la rezolvarea problemelor. De asemenea, după efectuarea lucrării practice puteţi să apelaţi la programul de simulare ca să lămuriţi aspectele încă neclarificate. Nu uitaţi, însă, că simularea nu este tot una cu experimentul real, modelele nu sunt perfecte iar valorile parametrilor nu sunt cunoscute cu precizie; astfel, programele nu pot înlocui placa de test, dispozitivele şi aparatele de măsură adevărate.

Încercînd să vă scutească de căutări consumatoare de timp, anexele de la sfîrşitul fiecărui volum vă oferă informaţii, extrase în parte din foi de catalog şi note de aplicaţii, asupra utilizării unor dispozitive frecvent folosite în aplicaţii: stabilizatoare de tensiune integrate, amplificatoare operaţionale, circuite digitale, etc..

Acest manual nu are cum să conţină toate informaţiile de care veţi avea nevoie la realizarea unui proiect, de multe ori va trebui să consultaţi referinţele din Bibliografie. Începeţi întodeauna cu "The Art of Electronics" (cea mai bună carte de electronică scrisă vreodată, după opinia multor specialişti care lucrează electronică) şi cu Manualul studentului care o însoţeşte; s-ar putea să nu mai trebuiască să căutaţi în altă parte.

---

[1] Paul Horowitz şi Winfield Hill, "The Art of Electronics" , Cambridge University Press, 1989.

[2] Angajez mereu ingineri electronişti care cred că pot proiecta un circuit dar care nu pot să facă un circuit să funcţioneze...această carte le spune cum să facă asta ! Reacţia lor obişnuită la primul contact cu această carte este : Nu ne-au predat niciodată asta la şcoală...

Prefaţă

Scopul unui curs universitar este ca viitorii absolvenţi să poată face ceea ce fac specialiştii din domeniul pentru care se pregătesc şi nu acela ca ei să poată ţine discursuri savante despre disciplina respectivă. Din acest motiv, structura şi conţinutul unui astfel de curs nu pot fi discutate decît raportate la practica curentă a comunităţii ştiinţifice (sau tehnice) respective; pentru fizica experimentală esenţial este ce fac fizicienii de azi în laboratoarele universităţilor, ale institutelor de cercetare şi ale diferitelor companii.

O astfel de analiză arată imediat rolul electronicii în activitatea fizicianului. Chiar şi atunci cînd acesta predă fizica la liceu, experimentele didactice moderne nu pot fi concepute fără electronică; de exemplu, în manualele bune, expresia tensiunii autoinduse $U = L \cdot dI/dt$ este verificată cu o sursă de curent a cărei intensitate are o formă de undă de dinţi de fierăstrău. Cunoştinţele de electronică ale profesorului devin şi mai importante pe măsură ce calculatoarele ajung să fie o prezenţă firească în laborator; cu cheltuieli derizorii acestea pot controla experimente şi pot fi utilizate în locul aparaturii clasice de măsură.

Mulţi de pe la noi cred că treaba fizicianului din cercetare este numai să scrie ecuaţii şi să schiţeze experimente, dispozitivele experimentale cumpărîndu-se de-a gata sau fiind construite de echipa de electronişti ce se găseşte mereu în jurul fizicianului ca să-i materializeze preţioasele gînduri. Realitatea din laboratoarele în care chiar se face fizică este alta: între traductor şi placa de achiziţie (sau aparatul de măsură controlat de calculator), în zona cea mai sensibilă unde semnalele sunt slabe şi perturbaţiile importante, există întodeauna un circuit electronic "home made" pe care îl realizează şi îl optimizează chiar fizicianul. Mai mult, în experimente, anumite mărimi fizice trebuie controlate cu acurateţe (menţinute constante sau făcute să evolueze după o anumită dependenţă de timp); nici sistemele care realizează acest lucru nu se pot cumpăra gata reglate şi cuplate la sistemul fizic investigat.

Dincolo de utilitatea sa în aplicaţii, electronica este o şcoală excelentă pentru viitorul fizician. Aici se întîlneşte prima dată cu modul de comportare al sistemelor liniare şi cu descrierea spectrală a semnalelor, aici poate face legătura între stingerea în timp a unei oscilaţii sinusoidale şi lărgimea sa spectrală. Concepte cum sunt timpul de întîrziere de grup şi relaţia cu determinismul a "defazajului înainte" sunt mult mai uşor de înţeles în cazul unor banale filtre RLC decît în cazul unor fenomene de propagare în spaţiu; este grăitor faptul că în contextul unor discuţii asupra cauzalităţii unor fenomene de propagare a luminii [3] fizicieni de prestigiu care lucrează asupra interacţiei între lumină şi atomi se apleacă asupra modestului amplificator trece-bandă, tocmai pentru a pune mai clar în evidenţă originea avansării pulsului [4].

Cu toate acestea, în planul de învăţămînt al unei facultăţi de fizică, electronica nu are cum să ocupe mai mult de două semestre; din această cauză, alegerea temelor şi a stilului în care sunt abordate devine critică şi trebuie discutată frecvent, deoarece electronica este o disciplină extrem de dinamică, manuale bune acum zece ani devenind depăşite şi necesitînd ediţii actualizate. La facultăţile noastre de fizică, cursul de electronică s-a intitulat, după răspîndirea dispozitivelor semiconductoare, "Dispozitive şi circuite electronice", inspirat şi în conţinut de cursul cu acelaşi nume de la facultăţile de profil electric şi electronic din Politehnică. Pentru că era ţinut unor viitori fizicieni, partea de fizica dispozitivelor semiconductoare a fost mult accentuată şi extinsă, ocupînd aproape în întregime primul semestru. Argumentul adus este că, după studierea fizicii dispozitivului electronic respectiv, studentului îi este mai uşor să înţeleagă funcţionarea circuitelor. În opinia noastră, această concepţie este cu totul naivă, dacă privim la un circuit electronic şi încercăm să înţelegem ce funcţie îndeplineşte el raţionînd în termeni de purtători majoritari şi minoritari ce traversează bariere de potenţial sub acţiunea difuziei şi a forţelor de cîmp electric, e aproape sigur că nu vom

---

[3] de exemplu L. J. Wang, A. Kuzmich and A. Dogariu, "Gain-assisted superluminal light propagation", Nature, 406, pp. 277-279, 2000.

[4] M.W. Mitchell and R.Y. Chiao, "Causality and negative group delays in a simple band-pass amplifier", Am. J. Phys., 68, pp. 14-19, 1998.

reuşi niciodată. Instrumentele inteectuale necesare sunt cu totul altele şi ele ţin de ceea ce se cheamă teoria modernă a circuitelor.

Aparent inexplicabil, înţelegerea electronicii apare studentului de la fizică mult mai dificilă decît a disciplinelor cu grad mult mai mare de abstractizare şi formalizare matematică. Dificultatea înţelegerii funcţionării banalului amplificator cu emitor comun nu constă în savante ecuaţii cu ∇ şi Δ; ea se rezumă, de obicei, la imposibilitatea aplicării legii lui Ohm în termeni de potenţiale şi la necunoaşterea conceptului de sursă ideală de curent. În opinia noastră, cauza trebuie căutată în modul în care sunt scrise capitolele de electrocinetică din manualele noastre, arhaic, puternic formalizat, puţin intuitiv şi, deci, generator de confuzii: explicarea funcţionării generatoarelor pe baza conceptului de "cîmp imprimat", utilizarea termenului de "tensiune" electromotoare (abandonat pînă şi de şcoala franceză), lipsa prezentării convenţiei de consumator în formularea legii lui Ohm, absenţa teoremelor de echivalenţă Thevenin şi Norton şi a conceptelor de sursă ideală de tensiune şi sursă ideală de curent, formularea legii tensiunilor în forma $\sum E_k = \sum I_k R_k$ (cu forţe electromotoare, incluzînd şi legea lui Ohm, aşa cum nu se mai găseşte de loc în manualele moderne), etc..

Revenind la cursurile de "Dispozitive şi Circuite electronice", trebuie să remarcăm că, în mod ciudat, nu a fost tradus în română nici un astfel de manual de referinţă. Şi din acest motiv, deficienţele congenitale ale acestui stil de a preda electronica (unele prezente încă şi în cele mai noi ediţii ale unor manuale străine "standard" [5]) au fost amplificate dincolo de orice limită de autorii români de astfel de manuale, apărînd astfel un soi de "electronică teoretică". Aceasta poate fi recunoscută uşor după cîteva trăsături caracteristice: cît mai multe modele, chiar dacă nu mai sunt utilizate apoi nicăieri în cuprinsul cursului, utilizarea parametrilor hibrizi pentru tranzistoare (astfel încît formulele deduse sunt aplicabile în practică numai după "traducerea" lor în limbajul altor modele), calcule cît mai stufoase cu aproximaţii făcute la sfîrşit, aproximaţii nejustificate cu valori numerice şi, bineînţeles, cu consecinţe asupra preciziei rezultatului de amploare nespecificată, absenţa procedurilor sau indicaţiilor de proiectare, nici o problemă legată de o aplicaţie practică, probleme în care rezistenţele de polarizare au valoarea 174 kΩ fix, impedanţa de intrare rezultă a fi 24.836 kΩ sau care "optimizează" amplificarea dacă factorul β al tranzistoarelor este cunoscut cu precizie de 1 %.

Caracterul din ce în ce mai original al învăţămîntului nostru, adică renunţarea completă la lectura unui manual, la seminarii, teme pentru acasă şi proiecte, întregul efort a studentului restrîngîndu-se la memorarea în timpul sesiunii a formulelor şi schemelor pe care profesorul a avut timp să le realizeze cu creta pe tablă şi apoi reproducerea acestora la examen sub numele de "subiect de teorie", a condus pînă la urmă la sacrificarea celei mai mari părţi din conţinutul de electronică, fie şi ea teoretică. Astfel, după două semestre de curs, tînărul fizician nu a auzit de dispozitive esenţiale în viitoarea sa activitate (fotomultiplicatoare, diode laser, senzori CCD, amplificatoare de instrumentaţie) dar nici de diagrame Bode, stabilitatea sistemelor cu reacţie negativă, zgomotul circuitelor electronice, etc., care sunt chestiuni "de supravieţuire" în laborator. Privind la ceea ce se predă, ai crede că electroniştii nu fac decît să deducă ecuaţiile modelului Ebers-Moll (pornind de la desene în care baza are aceeaşi grosime cu emitorul şi colectorul şi neavînd nici o idee despre gradul de dopare al emitorului şi colectorului), să calculeze factorul S_I pentru toate reţelele de polarizare posibile (chiar dacă acesta era important numai la tranzistoarele cu germaniu, dispărute de mult) şi să obţină formule cît mai complicate şi exacte pentru A_V, A_{VG}, A_I şi impedanţele de intrare şi ieşire, dacă semnalul este foarte, foarte mic. În această atmosferă teoretică, studenţii ajung să creadă chiar că tranzistoarele au fost inventate doar ca să putem calcula mărimile amintite.
Simptomatic este cazul amplificatorului lock-in, un instrument esenţial în fizica experimentală: despre el nu există nici o pagină scrisă de vreun autor român şi, după cîte ştim, nici măcar tradusă în română.

Din acest motiv, manualul de faţă nu este unul de Dispozitive şi Circuite Electronice. Stilul de prezentare (inspirat în parte din manualele de electronică moderne americane), este complet diferit deoarece am urmărit, în primul rînd, ca cititorul *să înteleagă cît mai uşor* funcţionarea circuitelor; aceasta nu se poate

[5] Robert Boylestad, Louis Nashelsky, "Electronic Devices and Circuit Theory", Prentice Hall, Upper Saddle River, N.J. , 2002 (a opta ediţie)

face decît utilizînd aproximaţii rezonabile, modele adecvat de simple şi analogii cu sisteme arhicunoscute, cum sunt cele mecanice şi hidraulice. Pragmatismul a fost mereu principiul de bază; în acest manual $\beta+1$ este practic egal cu β nu pentru că (aşa cum cred mulţi) $\beta>>1$ ci deoarece la utilizarea unui tranzistor bipolar nu se cunoaşte niciodată β cu o precizie de o unitate.

Chiar şi cele mai simple lucruri pot fi prezentate şi în aşa fel încît să nu se mai înţeleagă nimic. Să luăm cazul unui circuit cu tranzistor NMOS în care curentul (controlat de potenţialul porţii) vine de la borna de alimentare pozitivă, intră în drenă şi iese prin sursă pentru a curge apoi spre masă; tranzistorul este un robinet de curent. Ajunge să acceptăm convenţia după care toţi curenţii sunt pozitivi dacă intră în tranzistor şi toată simplitatea se evaporă: în tranzistor intră acum doi curenţi de semne opuse şi valori absolute egale, nu prea mai putem să ne gîndim la un robinet. Din acest motiv, în acest manual curenţii prin tranzistoare sunt consideraţi cu sensurile lor reale, pentru că le cunoaştem în fiecare dintre situaţiile analizate. Autori scrupuloşi ar putea obiecta că în cataloage curenţii sunt daţi cu semne, după convenţia amintită; e adevărat, dar noi credem că dacă studentul trebuie să afle din catalog sensul curentului, atunci el a frecventat degeaba cursul de electronică şi tot cu acelaşi rezultat va citi şi foaia de catalog.

Întreaga activitate de înţelegere a funcţionării, proiectare, verificare şi optimizare a unui circuit electronic se desfăşoară *pe schema circuitului* respectiv. Pentru a facilita această activitate, toate informaţiile relevante trebuie trecute pe schemă. Acest principiu a fost respectat sistematic de către noi şi cititorul este sfătuit mereu să procedeze la fel, mai ales la rezolvarea problemelor. Chiar în schemele de principiu, pe care se face analiza circuitului respectiv, veţi întîlni mereu valori numerice pentru componente; ele au rolul să familiarizeze cititorul cu ordinul lor de mărime în aplicaţii tipice. Înţelegerea intuitivă a funcţionării este imposibilă fără *vizualizarea* evoluţiei potenţialelor nodurilor importante. Veţi găsi formele acestor evoluţii desenate chiar pe scheme, aşa cum sunt în realitate, incluzînd şi componenta de curent continuu. Pentru veridicitate, am evitat cazul particular al semnalelor sinusoidale.

În cazul circuitelor cu tranzistoare, regimul de repaus este esenţial; de aceea, valorilor potenţialelor de repaus sunt trecute întodeauna, utilizînd notaţia din schemele profesionale. Vom înţelege, prin punct static de funcţionare, starea de repaus a întregului circuit (potenţialul colectorului, al emitorului, etc.), în opoziţie cu textele teoreticienilor care vorbesc numai de V_{CE}. Avantajul este evident, dacă linia de alimentare pozitivă este desenată în partea de sus şi dacă ne aducem aminte cum curentul curge prin consumatoarele de energie de la potential ridicat la potenţial coborît.

Pentru a păstra schema circuitului în centrul atenţiei, nu am desenat circuite echivalente pentru polarizare (pentru mulţi, celebrele CEP-uri). Studentul este sfătuit să ignore condensatoarele cînd priveşte la schema completă şi să-şi noteze pe schemă că tensiunea bază-emitor este aproximativ 0.6 V, cu polaritatea corectă. În acelaşi mod, adică privind la schemă, trebuie să-şi amintească cum în colector tranzistorul se comportă practic ca o sursă de curent şi să utilizeze această informaţie.

Există o mulţime de modele de semnal mic utilizate pentru tranzistoarele bipolare. "Obiectivul principal al analizei manuale rămîne obţinerea unei înţelegere **intuitive** a factorilor care afectează comportarea circuitului" [6]. După Gray şi Meyer, există un principiu unic al analizei manuale: alegerea "celui mai simplu model posibil care mai asigură încă nivelul de precizie dorit". În contrast cu analiza manuală, analiza prin simulare pe calculator necesită modele cît mai precise şi valori numerice corecte ale parametrilor modelului. Preţul plătit este însă absenţa "înţelegerii intuitive necesare pentru proiectare". Modelele de tranzistor bipolar pe care le întîlnim prin cărţile autorilor noştri nu corespund nici unuia dintre aceste scopuri: analiza manuală este prea laborioasă şi foarte puţin intuitivă iar pentru analiza pe calculator ele sunt insuficient de precise.

Modelul utilizat de noi este cunoscut ca "modelul cu r_e" şi decurge direct din modelul Ebers-Moll, în urma unor aproximaţii rezonabile; în afara binecunoscutului parametru β, mai există doar rezistenţa dinamică r_e, calculabilă direct din curentul de colector de repaus. Cu acest model, analiza etajelor

---

[6] Paul Gray, Robert Meyer, "Circuite integrate analogice - Analiză şi proiectare", Ed, Tehnică, Bucureşti, 1983, traducere a ediţiei John Wiley & Sons, 1972.

fundamentale este incredibil de simplă şi de intuitivă iar formulele obţinute sunt foarte uşor de utilizat la calculul valorilor numerice ale performanţelor circuitelor concrete. Din acest motiv, astăzi "anumite instituţii folosesc exclusiv modelul cu r_e"[7] . Desenarea unor circuite echivalente care nu mai seamănă cu schema originală a circuitului (la fel de celebrele CES-uri) a fost evitată chiar şi pentru variaţii mici: în loc să desenăm sursa de curent controlată am desenat simbolul tranzistorului completat cu rezistenţa dinamică din emitor.

Pentru a împiedica aplicarea mecanică a formulelor la rezolvarea problemelor propuse, în formularea acestora, pe scheme au fost trecute doar valorile şi nu notaţii ca R_{B1} sau C_E. Oriunde s-a cerut calculul unor mărimi dependente de factorul β al tranzistoarelor bipolare, expresia utilizată a fost "estimare" pentru a aminti faptul că β este cunoscut cu precizie foarte proastă.

Simbolurile utilizate de noi pentru sursele ideale de tensiune şi, respectiv, curent, sunt simbolurile ANSI, folosite de toate universităţile şi firmele americane, de imensa majoritate a celor europene precum şi de producătorii de software. Deşi în literatura de limbă română ele apar în cărţi de referinţă [8],[9],[10], de mulţi ani originalii ingineri şi autori de manuale de fizică de pe la noi au făcut alegerea care produce gradul maxim de confuzie: ei utilizează, pentru sursa de tensiune, simbolul ANSI al sursei de curent , . În această situaţie contradictorie, am preferat ca studenţii noştri să înveţe aceleaşi simboluri ca şi cei de la Harvard University, cel puţin pînă cînd politehniştii autohtoni vor da peste cap standardele din literatura internaţională prin articolele lor ştiinţifice sau prin producţia de software. Aşa cum se face în multe manuale, am utilizat, pentru simplitate, aceleaşi simboluri şi pentru sursele comandate.

Cu toate că este structurat în parte pe baza temelor lucrărilor de laborator de la cursul de Dispozitive şi Circuite Electronice, acest manual încearcă, aşa cum am arătat, să fie altceva decît un simplu Caiet de laborator. Am fi dorit ca textul să fie mai concis decît este dar, din considerente care sperăm să apară acum clare, a trebuit să prezentăm din nou modul de funcţionare al dispozitivelor şi circuitelor studiate. Explicarea detaliată a conceptelor şi circuitelor utilizate, împreună cu proceduri de proiectare şi prezentarea experimentelor propuse, este similară cu ceea ce conţin "manualele pentru studenţi" utilizate în universităţile americane, un excelent exemplu constituindu-l chiar cel aferent cursului "The Art of Electronics"**.** Este motivul princpal pentru care şi această carte se intitulează "Manualul studentului".

În formularea obiectivelor lucrărilor practice am urmărit în special ca studentul să înţeleagă de ce face o anumită operaţie şi să-şi formuleze în scris constatările făcute, alături de schemele circuitelor cu care a obţinut aceste rezultate. Nu ne-am mulţumit cu observaţii calitative, precum caracteristica curent-tensiune a diodei semiconductoare în coordonate lin-lin, ci am încercat să obţinem de la experiment cît mai multe informaţii cantitative relevante; la diodă se urmăreşte dependenţa curent-tensiune pe mai mult de patru decade de variaţie a curentului, se verifică respectarea dependenţei exponenţiale şi se calculează coeficientul de emisie.

Deşi temele lucrărilor experimentale le includ pe cele din "Dispozitive şi circuite electronice -Lucrări de laborator, Editura Universităţii din Bucureşti, 1993", orice asemănare se opreşte aici. Toate textele explicative ne aparţin iar desfăşurarea lucrărilor practice a fost gîndită din perspectiva celui care utilizează circuitele electronice şi nu din aceea a celui care verifică performanţele componentelor.

Au fost introduse teme noi. Unele, cum sunt studiul surselor ideale de tensiune şi curent, precum şi circuitele cu rezistoare, condensatoare şi inductoare şi-ar fi găsit poate un loc mai bun în laboratorul de electricitate. În capitolul dedicat circuitelor cu reacţie am lărgit mult cadrul discuţiei, abordînd şi sistemele de control automat; este mult mai probabil ca viitorul fizican să trebuiască să menţină constantă într-un

---

[7]Robert Boylestad, Louis Nashelsky, "Electronic Devices and Circuit Theory", Prentice Hall, Upper Saddle River, N.J. , 2002 (a opta ediţie)

[8] N. Balabanian, Th. Bickart, "Teoria modernă a circuitelor", Ed. Tehnică, Bucureşti, 1974.

[9] Gh. Cartianu, M. Săvescu, I. Constantin şi D. Stanomir, 'Semnale, circuite şi sisteme', Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1980

[10] Mugur Săvescu, 'Metode în analiza circuitelor electronice', Ed. Ştiinţifică şi Enciclopedică, Bucureşti, 1985.

experiment o mărime fizică decît să utilizeze reacţia negativă pentru lărgirea benzii amplificatoarelor sau, cum pretind unii autori, să micşoreze zgomotul lor. Deoarece sunt puţin sau de loc prezentate la curs, amplificatoarelor operaţionale şi circuitelor digitale le sunt dedicate capitole extinse, cu multe informaţii necesae în aplicaţiile practice. În prezentarea filtrelor şi a reacţiei am fost pus în faţa unei provocări: o abordare coerentă nu se poate face decît în formalismul Laplace. Am riscat şi am utilizat sistematic funcţiile de transfer Laplace, mizînd pe simplitatea calculului lor (mai simplu chiar decît calculul în complex pentru circuitele de curent alternativ) şi pe caracterul extrem de intuitiv al legăturii între poziţia polilor şi tipul răspunsului.

Numărul total de experimente propuse (96) este cu mult mai mare decît al acelora care se efectuează în cele două semestre; dintre ele se pot alege cele mai relevante, restul pot fi utilizate la cercul de electronică sau ca experimente demonstrative la cursurile de specialitate.

Autorul ţine să mulţumească, în primul rînd, celor care i-au arătat că acest manual este necesar şi l-au încurajat să-l scrie: studenţilor care cereau mereu referate din care să poată înţelege şi care, prin întrebările puse în timpul lucrarilor practice, doreau să ştie la ce folosesc dispozitivele şi circuitele prezentate la curs. Un rol special l-a avut Săndel Simion[11] datorită experienţei sale de practican şi de cititor de manuale de electronică; în urma observaţiilor sale multe capitole au fost rescrise. Se cuvin mulţumiri, de asemenea, studenţilor care au citit manuscrisul şi au făcut oservaţii critice.

O contribuţie importantă a avut colegul meu Dr. Petrică Cristea[12], prin discuţiile îndelungate şi aprinse asupra textului manualului şi a metodelor de a prezenta lucrurile clar şi corect, şi Dr. Cornel Niculae, prin seriozitatea şi profesionalismul manifestat constant în conducerea lucrărilor practice din laboratorul de Electronică. Se cuvin mulţumiri, de asemenea, colegului Dr. Doru Pleşea pentru încurajarea sa constantă şi sprijinul logistic în editarea acestui manual. Cîteva dintre experimente au fost proiectate în urma discuţiilor cu Dr. Liviu Giurgiu; impresionanta sa experienţă precum şi precizia şi diversitatea informaţiilor oferite cu generozitate ne-au făcut uneori să ne aducem aminte de oamenii-cărţi din "Fahrenheit 451".

Şi nu în ultimul rînd, trebuie amintiţi o mulţime de specialişti care, prin modul în care scriu manuale şi predau electronică pe la noi, au făcut un asemenea manual mai mult decît necesar, aproape inevitabil.

Mihai P. Dincă

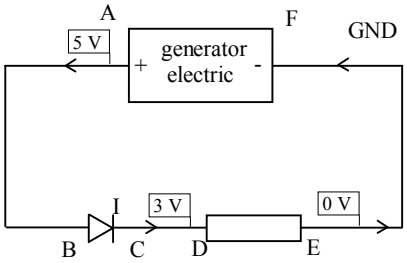
[11] acum la Carnegie Mellon University, SUA.

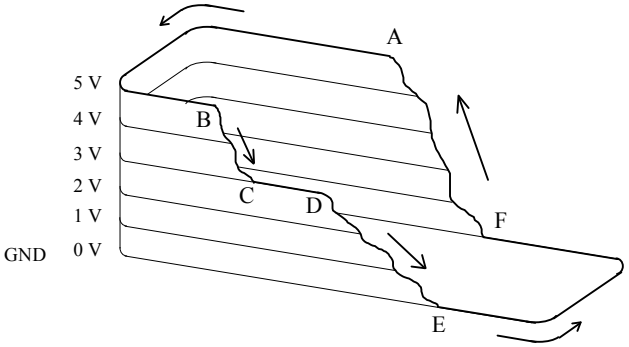
[12] acum la Los Alamos National Laboratory, SUA.

CAPITOLUL

1

Noțiuni introductive





A. Elemente de circuit, reale şi ideale 2
B. Intensitatea curentului 3
C. Tensiunea electrică 5
D. Legea lui Ohm; rezistoare 8
E. Analiza circuitelor 10
F. Măsurarea intensităților de regim continuu 12
G. Măsurarea tensiunilor continue 14
H. Măsurarea curenților şi tensiunilor alternative (regim sinusoidal) 17
I. Măsurarea curenților şi tensiunilor alternative de formă oarecare 18
Probleme rezolvate 25, probleme propuse 27
Lucrare experimentală 31

A. Elemente de circuit, reale şi ideale

Electronica utilizează multe concepte cu care sunteţi familiarizaţi de la studiul capitolului de Electricitate din fizica predată la liceu şi de la cursul de Electricitate şi Magnetism. Cu toate acestea, în electronică semnificaţia unora dintre ele este uşor diferită iar, pentru calculul circuitelor, este mai avantajos să utilizaţi alte metode decît cele folosite acolo. Ne propunem, în acest capitol, să trecem în revistă cîteva concepte şi metode de calcul, aşa cum sunt ele utilizate în electronică.

Întreaga fizică utilizează **modele** pentru a surprinde **caracteristicile esenţiale** ale comportării lumii reale. Legile sunt formulate pentru aceste modele şi ceea ce putem spera este ca modelarea să fi păstrat ceea ce este important în comportarea sistemului fizic real; dacă avem suficiente informaţii şi nu greşim în aplicarea legilor sau la efectuarea calculelor, putem prezice, cu precizie satisfăcătoare, rezultatul unui experiment.

Acelaşi lucru se întîmplă şi în electronică. Firul conductor (numit, pentru simplificare, **conductor**) ce leagă două elemente de circuit este modelat cu un **conductor ideal**, fără rezistenţă, şi desenat pe scheme ca o linie continuă. Corespondentul său fizic are, însă, întodeauna o rezistenţă electrică diferită de zero, prezintă acumulări de sarcini electrice care, prin cîmpul electrostatic creat, interacţionează cu celelalte conductoare din apropiere, şi, în plus, prin cîmpul magnetic creat, interacţionează cu ceilalţi curenţi electrici din circuit. Continuăm să utilizăm modelul conductorului ideal nu pentru că nu cunoaştem aceste fenomene ci pentru că **ştim că în problema de care ne ocupăm ele produc efecte neglijabile**.

Nici atunci cînd mărimea acestor efecte contează, nu renunţăm la modelul conductorului ideal ci adăugăm în circuit modelele unor alte elemente de circuit, **modele la fel de ideale**: de exemplu, interacţiunea unui conductor cu un alt conductor învecinat, prin cîmp electrostatic, este modelată prin adăugarea unui condensator ideal, al cărui cîmp electric nu se extinde în afara armăturilor. Regula jocului este simplă: utilizînd elemente de circuit ideale modelăm elemente şi interacţiuni reale. Nu trebuie să uităm, însă, că simbolurile pe care le vedem pe scheme reprezintă modele idealizate, chiar dacă poartă aceleaşi nume cu dispozitivele fizice reale, şi că legile pe care le vom formula se referă la aceste modele.

Elementul de circuit ideal este, deci, un model care descrie un sistem fizic ce schimbă energie şi informaţie cu restul lumii (reprezentat de circuitul exterior lui) **numai prin curenţii şi tensiunile de la bornele sale**. Legăturile între aceste elemente de circuit se realizează prin conductoare ideale.

Schemele circuitelor cu care veţi lucra trebuie desenate în aşa fel încît să faciliteze înţelegerea funcţionării, să conţină suficiente informaţii pentru construirea circuitelor şi, de asemenea, să ajute la depanarea acestora; o schemă desenată prost sau căreia îi lipsesc informaţii importante produce numai confuzii. Singurul mod în care puteţi învăţa sa desenaţi bine scheme electronice este chiar desenarea acestora, **cu mîna liberă,** eventual pe hîrtie cu caroiaj orizontal şi vertical. Utilizaţi numai creionul şi pregătiţi-vă guma, nici cei cu multă experienţă nu pot desena întodeauna o schemă "bună" din prima încercare. Mult mai mult decît din seturi de reguli complicat formulate puteţi învăţa prin desenarea pe caiet a schemelor circuitelor pe care le găsiţi în manual. Completaţi-le întodeauna cu informaţii care vă ajută la înţelegerea funcţionării, cum sunt **sensurile curenţilor** şi **polarităţile tensiunilor** pe ramurile importante, precum şi cele legate de desfăşurarea concretă a experimentului: tipul aparatelor de măsură folosite, polaritatea legării lor în circuit, scala pe care au fost utilizate şi rezistenţele lor interne.

Există mai multe principii, reguli şi trucuri care vă ajută să desenaţi corect o schemă electronică; enunţăm în continuare cîteva dintre acestea.

- Schemele nu trebuie să conţină ambiguităţi; simbolurile componentelor, valorile parametrilor lor (inclusiv unităţile de măsură), polarităţile, etc., trebuie să fie trecute cu claritate pentru evitarea confuziilor.

- O schemă bună sugerează limpede funcţionarea circuitului; din acest motiv desenaţi distinct regiunile cu funcţionare diferită, fără să va temeţi că lăsaţi zone libere. Pentru multe tipuri de circuite există **moduri convenţionale** de a le desena, care permit recunoaşterea lor imediată; le puteţi învăţa numai desenîndu-le aşa cum le găsiţi în manuale.

- Interconectarea conductoarelor este bine să fie figurată prin cercuri pline, ca în Fig. 1.1. a). Uneori vom uita şi noi acest lucru pentru că respectarea altor reguli elimină pericolul unei confuzii.

-Deşi mulţi consideră aceasta demodat, noi vă sfătuim să desenaţi două conductoare care se intersectează fără conexiune cu un mic semicerc, ca în desenul b al figurii; fiţi pregătiţi, totuşi, să găsiţi în scheme această situaţie reprezentată ca în desenul c).

- Pentru a evita orice posibilitate de confuzie **nu desenaţi niciodată** patru conductoare conectate într-un singur punct, ca în Fig. 1.1 d) ci folosiţi reprezentarea din desenul e) al figurii.

- Încercaţi, pe cît posibil, să aliniaţi orizontal şi vertical componentele, astfel încît conductoarele de legătură să fie şi ele orizontale sau verticale.

- Puneţi linia de alimentare cu tensiune pozitivă în partea superioară a desenului şi cea negativă în partea inferioară, astfel încît curenţii să curgă (pe desen) de sus în jos.

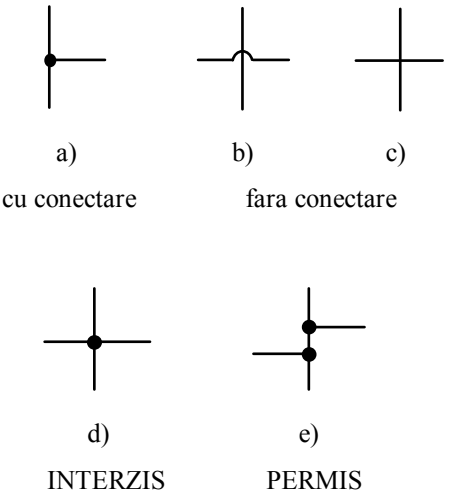


Fig. 1.1. Reprezentarea pe scheme a conductoarelor

-Circuitele prelucrează semnale; în general, acestea trebuie să "meargă" de la stînga la dreapta, intrarea fiind în stînga iar ieşirea în partea dreaptă a schemei.

-Dacă schema se complică, nu insistaţi să strîngeţi toate firele care merg la masă într-un singur punct ci utilizaţi local simbolul de masă ⊥ ; acelaşi lucru este valabil şi pentru firele care merg la alimentare, pentru care puteţi scrie, pur şi simplu, valoarea tensiunii de alimentare (faţă de masă).

B. Intensitatea curentului

Mărimile fizice care descriu starea unui circuit sunt intensităţile curenţilor şi tensiunile electrice între diferitele puncte ale circuitului. Să ne ocupăm puţin de aceste mărimi. **Intensitatea curentului electric într-un punct** al unui conductor (mai corect ar fi într-o secţiune a sa, dar noi vom neglija grosimea sa fizică) este, prin definiţie "debitul" de sarcină electrică transportată prin acel punct

$$\boxed{I(t) = \mathrm{d}\,q/\mathrm{d}\,t}. \qquad (1.1)$$

Unitatea de măsură este amperul, care corespunde trecerii unui coulomb (aproximativ $6 \cdot 10^{18}$ sarcini elementare) în timp de o secundă. Chiar şi la curenţii foarte slabi de ordinul nanoamperilor (produşi de unele traductoare cu care măsurăm diferite mărimi fizice) numărul de sarcini elementare transportate într-o secundă este imens, de ordinul a cîteva miliarde.

Cum transportul poate avea loc în oricare dintre cele două sensuri, **este obligatoriu** să atribuim acestei mărimi un sens. A spune că prin punctul M al conductorului intensitatea este de 3 A este o informaţie utilă, dar cu siguranţă incompletă. Pentru a simplifica exprimarea, vom spune adesea "un curent de 2 A" în loc de un "curent cu intensitatea de 2 A", pentru că acest lucru nu poate duce la nici o confuzie.

Putem măsura intensitatea, la un moment dat, în orice punct al conductorului dorim. Cum vor fi valorile obținute ? În majoritatea textelor introductive găsiți afirmația că din conservarea sarcinii decurge faptul că intensitatea este aceeaşi pe un circuit neramificat. Adevărul este că legea conservării sarcinii electrice (lege fundamentală a fizicii) **nu este suficientă** pentru a justifica o astfel de proprietate.

Să presupunem, în plus, că avem stabilit un **regim de curent continuu**, adică toate intensitățile şi potențialele din circuit au încetat să mai depindă de timp. Aceasta înseamnă şi că sarcina electrică totală a conductorului dintre punctele M şi N de pe Fig. 1.2 a), trebuie să rămînă constantă. Cum ea nu poate fi creată sau distrusă, "debitul" de sarcină care intră prin punctul M trebuie să fie exact egal cu debitul de sarcină care iese prin punctul N

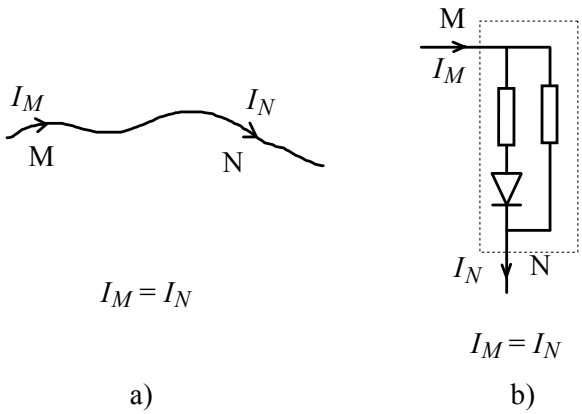


Fig. 1.2. La curent continuu, intensitatea este aceeaşi în orice punct al unui circuit neramificat.

$$I_M = I_N; \tag{1.2}$$

aceasta proprietate poate fi generalizată şi în cazul în care între punctele M şi N sunt legate alte elemente de circuit, cu condiția ca să le putem închide imaginar cu o suprafață netraversată de alte conductoare (desenul b al figurii).

Electronica operează însă, cel mai adesea, cu tensiuni şi curenți variabili în timp. Revenind la situația simplă din Fig. 1.2 a) putem spune acum că la orice moment de timp avem egalitatea $I_M(t) = I_N(t)$? Numai dacă o perturbație în distribuția de sarcină de pe întregul circuit se deplasează instantaneu. O asemenea perturbație se deplasează, însă, **cu viteză finită,** aproape egală cu viteza luminii în mediul respectiv (atenție, nu este vorba de viteza de drift a unui purtător de sarcină individual). Ajungem, astfel, la concluzia că putem considera intensitățile egale

$$I_M(t) = I_N(t) \tag{1.3}$$

numai dacă privim fenomenele la o scară de timp mult mai mare decît d_{MN}/c' unde d_{MN} este distanța între punctele M şi N iar c' viteza luminii în mediul respetiv. Pentru semnale sinusoidale, condiția anterioară conduce la

$$d_{MN} << c'T = \lambda \tag{1.4}$$

adică **dimensiunile circuitului trebuie să fie mult mai mici decît lungimea de undă.** Pentru circuite de dimensiuni obişnuite, aceasta înseamnă frecvențe pînă în domeniul sutelor de MHz (pînă în domeniul undele radio ultrascurte şi a emițătoarelor de televiziune). Peste aceste frecvențe, modelarea circuitelor se face complet diferit, **cu parametri distribuiți**, ecuațiile care le descriu fiind cu derivate parțiale. Aşa este cazul

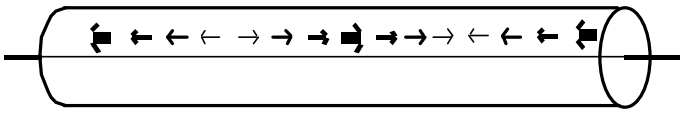


Fig. 1.3. Intensitatea instantanee a curenților pe o porțiune din conductorul central al unui cablu CATV.

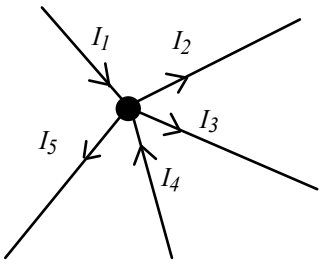
cablului pe care primiţi semnalul de televiziune CATV (CAble TeleVision): lungimea de undă este de ordinul a cîtiva metri şi, la un moment dat curenţii prin firul central arată ca în Fig. 1.3. Noi nu vom aborda acest domeniu, aşa că relaţia (1.3) va fi întodeauna respectată.

Circuitele de mari dimensiuni nu respectă relaţia (1.3) nici la frecvenţele joase; aşa sunt, de exemplu, cablurile telefonice transcontinentale sau reţelele de distribuţie a energiei electrice. Considerînd $c' \cong 3 \cdot 10^8$ m/s*, estimaţi pînă la ce frecvenţă este respectată relaţia (1.3) în cazul unui conductor de dimensiunile "diametrului" ţării noastre .*

Dacă relaţiile (1.2-1.3) sunt îndeplinite, **aşa cum va fi întodeauna cazul în circuitele cu care vom lucra**, la punctul de conexiune a mai multor conductoare, numit **nod**, suma intensităţilor curenţilor care intră este egală cu suma intensităţilor curenţilor care ies din nodul respectiv (Fig. 1.4). De multe ori este comod să tratăm identic aceste intensităţi, acordîndu-le **semne algebrice**, după o anumită convenţie, de exemplu considerînd pozitivi curenţii care intră şi negativi pe cei care ies. În acest mod, proprietatea anterioară se scrie

$$\boxed{\sum_{nod} I_k = 0} \qquad (1.5)$$

sumarea efectuîndu-se peste **toţi curenţii care ajung la nodul respectiv**. Relaţia anterioară este esenţială în circuitele electronice şi este cunoscută sub numele de legea (sau teorema) I a lui Kirchhoff sau legea curenţilor. Deşi acum intensitatea este reprezentată printr-un număr pozitiv sau negativ, nu trebuie să uităm că, în spatele acestei convenţii, **curentul are un sens, intrînd sau ieşind din nodul respectiv**. Ori de cîte ori analizăm un circuit este mult mai bine să figurăm printr-o săgeată sensul curentului decît să spunem că "intensitatea este negativă", deoarece caracterul negativ i-a fost acordat de convenţia noastră, care putea, la fel de bine, să fie aleasă exact pe dos.



$I_1 - I_2 - I_3 + I_4 - I_5 = 0$

suma algebrica a curentilor este nula

Fig. 1.4. Legea curenţilor.

C. Tensiunea electrică

Între bornele elementelor de circuit parcurse de curent electric există **tensiuni electrice**, ele neavînd acelaşi potenţial. Cum la efectuarea diferenţei de potenţial ordinea este esenţială, va trebui să spunem întodeauna ce înţelegem prin tensiunea U între punctele A şi B, diferenţa $V_A - V_B$ sau diferenţa $V_B - V_A$. Există mai multe variante de a reprezenta pe desen convenţia pe care am ales-o; nouă ni se pare că cea mai simplă şi sigură este trecerea semnelor + şi - la capetele unui arc de cerc, desenat între punctele respective, ca în Fig. 1.5. Aceste semne ne spun **modul în care efectuăm diferenţa între potenţiale şi nu faptul că potenţialele respective sunt ele însele pozitive sau negative**.

În electronică, regula generală este **măsurarea potenţialelor nodurilor faţă de un nod anumit, numit masă** şi să se lucreze, pe cît posibil numai cu potenţialele nodurilor. Raţiunea este simplă: este mult mai uşor să vorbeşti despre altitudinea faţă de nivelul mării a fiecăruia dintre cinci oraşe decît despre cele 10 diferenţe de nivel dintre aceste oraşe; oricînd o anumită diferenţă poate fi calculată rapid din altitudinile celor două oraşe. Vom utiliza pentru nodul de masă simbolul din Fig. 1.5 şi, uneori, prescurtarea GND, ca în limba engleză (de la ground).

Astfel, ori de cîte ori veţi întîlni potenţiale (sau tensiuni) care au un singur indice inferior (V_A, U_{in}, etc) este vorba despre potenţialul nodului respectiv (tensiunea sa măsurată faţă de masă). Cînd va trebui să vorbim despre tensiunea între două puncte oarecare, vom utiliza doi indici inferiori, care să se referă la nodurile respective (V_{AB}) sau vom trece ca indice inferior elementul de circuit la bornele căruia măsurăm tensiunea (U_{R1}).

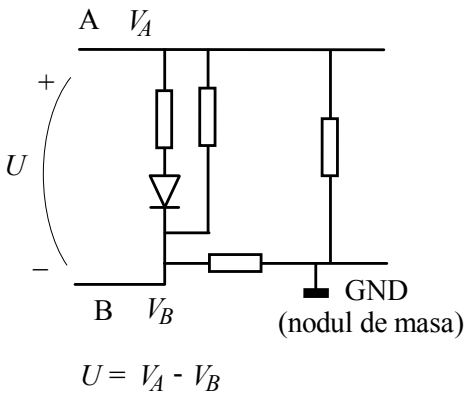


Fig. 1.5 a). Convenţia grafică pentru tensiunea între două puncte ale unui circuit.

Tensiunea electrică se măsoară în volţi; prescurtarea acestei unităţi de măsură, V, poate să producă confuzii, deoarece şi potenţialele se notează, de regulă tot cu litera V. Pentru evitarea confuziilor, este bine să se respecte regula încetăţenită în literatura ştiinţifică şi anume ca **variabilele corespunzătoare mărimilor fizice să fie notate cu litere italice (cursive)**. Astfel, 3V înseamnă trei volţi, pe cînd $3V$ este produsul dintre constanta trei şi potenţialul notat cu litera V.

În fenomenele întîlnite în natură şi tehnică, atît curentul cît şi tensiunea pot avea valori pe o gamă foarte largă. Diagrama prezentată în Fig. 1.5 b) se referă la cîteva fenomene mai cunoscute; faptul că pentru supraconductori tensiunile sunt mult mai mici decît cele figurate iar pentru acceleratoarele de particule ele sunt mult mai mari a fost reprezentat pe diagramă prin săgeţi. Acelaşi lucru se întîmplă în cazul "loviturilor" de trăznet, pentru care şi tensiunea şi curentul pot fi mai mari decît valorile reprezentate pe diagramă.

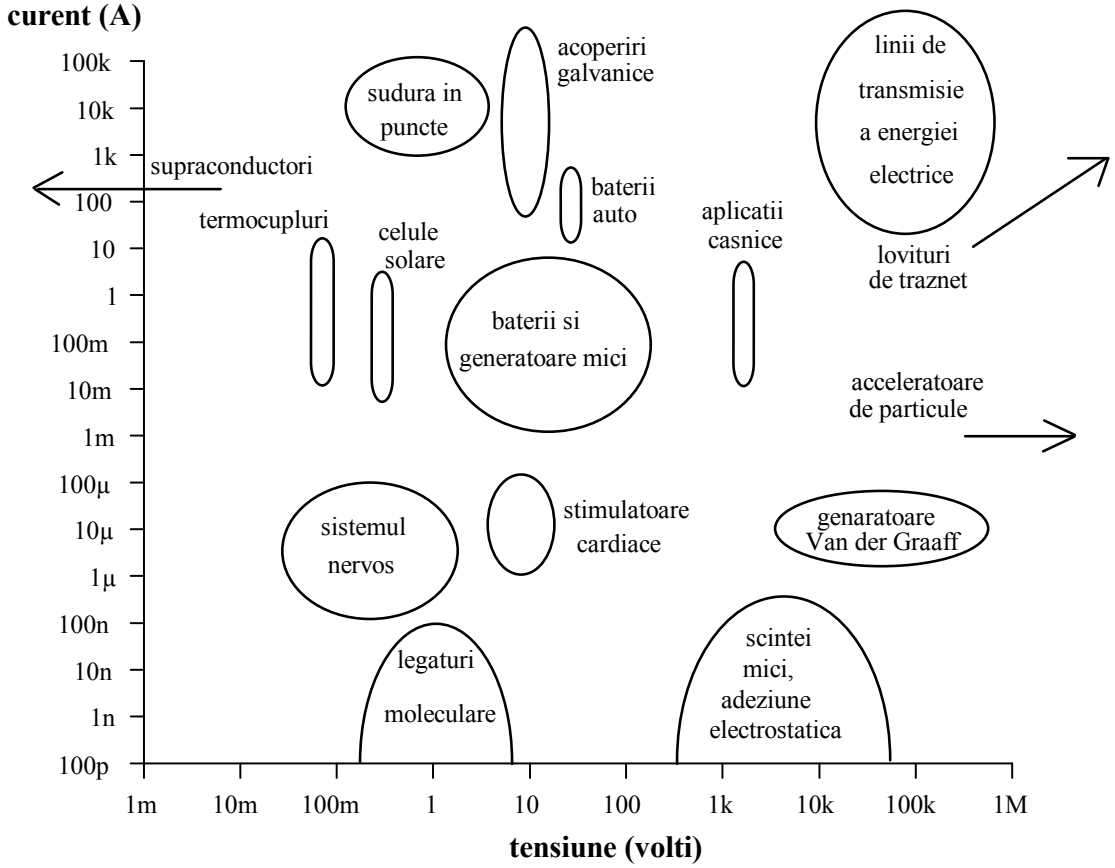


Fig. 1.5. b). Diagrama valorilor curent-tensiune pentru cîteva fenomene din natură şi tehnică.

Tensiunea electrică între două puncte se defineşte prin lucrul mecanic efectuat de cîmpul electrostatic la deplasarea unei sarcini de valoare unitară. Aceasta înseamnă că, fiind parcurs de un curent electric, un element

de circuit transferă sarcinilor energie (este un **generator electric**) sau primeşte de la acestea energie (este un **consumator electric)**. Consumatoarele sunt numite elemente **pasive**, pe cînd generatoarele sunt elemente **active.**

Cînd curentul electric intră în elementul de circuit pe la borna de potenţial ridicat (la borna pozitivă vom spune, adesea, prin abuz de limbaj), sarcinile electrice sunt accelerate de cîmpul electrostatic şi "frînate" prin interacţia cu structura internă a elementului de circuit. În acest caz, elementul de circuit este un consumator de energie electrică, aşa cum este cazul porţiunilor BC şi DE din Fig. 1.6.

Într-un consumator de energie electrică, curentul curge de la borna cu potenţial ridicat la borna cu potenţial coborît.

Pe de altă parte, există elemente de circuit care furnizează energie electrică, fie primind-o din exterior sub o altă formă (lumină în cazul fotoelementelor, mecanică în cazul generatoarelor hidrocentralelor, etc), fie avînd-o stocată sub o formă diferită (chimică în cazul elementelor galvanice). După cum se poate observa în Fig. 1.6,

într-un generator de energie electrică, curentul curge de la borna cu potenţial coborît la borna cu potenţial ridicat.

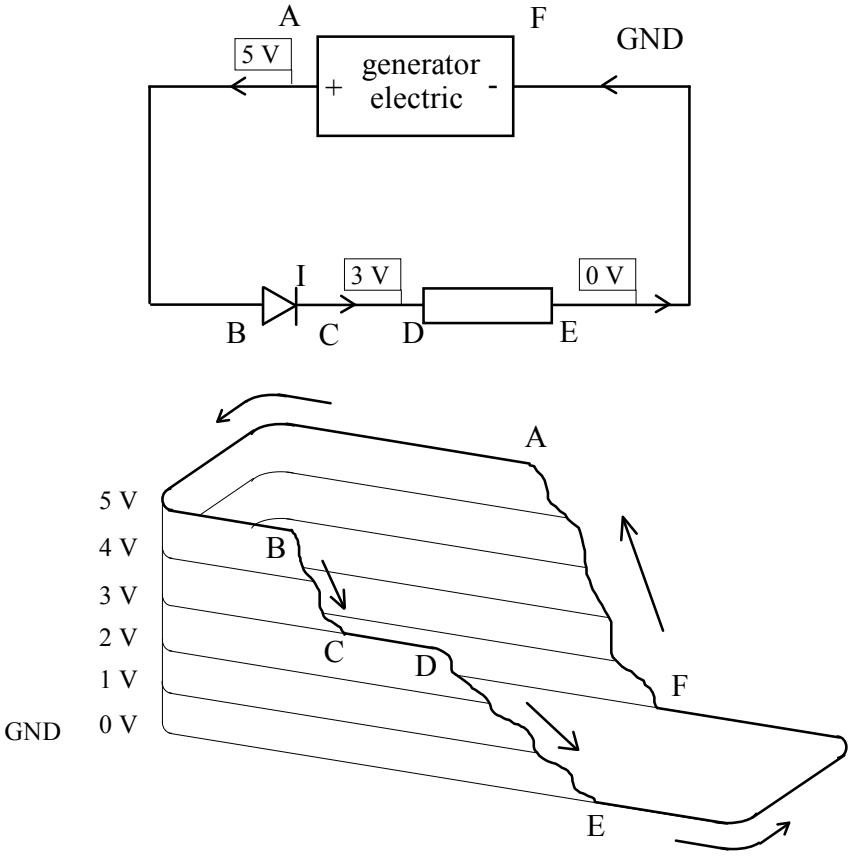


Fig. 1.6. Evoluţia potenţialului de-a lungul unui circuit electric.

Enunţurile anterioare, sintetizate în Fig. 1.7, pot fi memorate uşor prin analogie cu mişcarea unor corpuri în cîmp gravitaţional: generatorul le transportă de la înălţime mică la înălţime mare, iar ele coboară, transferînd energia, prin frecare, corpurilor cu care vin în contact.

După cum vă amintiţi, introducerea potenţialului electrostatic a fost posibilă deoarece într-un astfel de cîmp **lucrul mecanic efectuat de cîmp nu depindea de drum**. Aceasta afirmaţie este echivalentă cu aceea că **pe orice contur închis lucrul mecanic este nul**. În circuitele electrice, orice contur închis înseamnă "orice ochi (buclă) a circuitului"; cum lucrul mecanic este proporţional cu tensiunea electrică

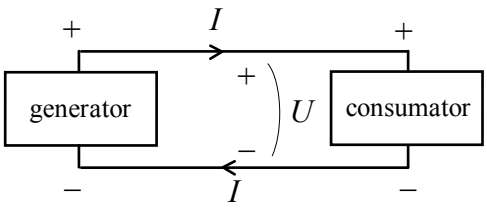


Fig. 1.7. Identificarea generatoarelor şi consumatoarelor de energie electrică.

$$L_{AB} = q\,V_{AB} \tag{1.6}$$

rezultă imediat că

pe orice ochi al circuitului, suma algebrică a variaţiilor de potenţial este nulă

$$\boxed{\sum_{ochi} \Delta V = 0}, \tag{1.7}$$

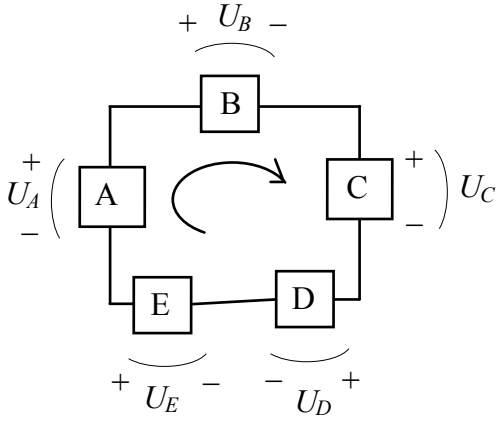
aşa cum se poate vedea în Fig. 1.8.

Aceasta implică parcurgerea ochiului într-un sens oarecare şi considerarea ca pozitive a variaţiilor care duc la creşterea potenţialului şi negative a celor care coboară potenţialul. Relaţia anterioară este cunoscută ca a doua lege a lui Kirchhoff sau legea tensiunilor. Astfel, pe circuitul din Fig. 1.6, parcurgînd circuitul în sensul ABCDEFA avem

$$-2 - 3 + 5 = 0$$

iar parcurgîndu-l în sens invers, AFEDCBA ajungem la relaţia echivalentă

$$-5 + 3 + 2 = 0\,.$$



U_A - U_B - U_C - U_D + U_E = 0

suma algebrica a variatiilor de potential este nula

Fig. 1.8. Legea tensiunilor.

D. Legea lui Ohm; rezistoare

Un element de circuit cu două borne de acces se numeşte **dipol**. Conform cu cele discutate anterior, intensităţile la cele două borne trebuie să fie egale (Fig. 1.9). În plus, mai avem pentru descrierea stării sale electrice **tensiunea la bornele sale**. Vom adopta o convenţie care este naturală pentru dipolii consumatori de energie: curentul intră în dipol pe la borna cu potenţial ridicat. Cu acestea, comportarea dipolului **în regim de curent continuu** este complet descrisă de relaţia funcţională $I = f(U)$, numită **caracteristică statică a dipolului.**

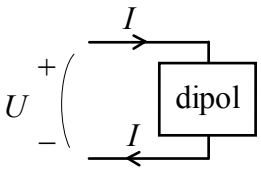


Fig. 1.9. Dipol.

Pentru conductoarele reale confecţionate din metale sau multe alte tipuri de materiale, relaţia functională este una de proporţionalitate

$$I = \frac{1}{R}U, \tag{1.8}$$

cunoscută ca legea lui Ohm. **Constanta** R caracterizează conductorul respectiv şi poartă numele de **rezistenţă electrică**. Deşi multe materiale o respectă, relaţia de mai sus nu este altceva decît **o relaţie de material**. Nu toţi dipolii respectă, deci, legea lui Ohm, "dacă legea lui Ohm ar fi general valabilă, electronica n-ar mai exista"[1]. Elementele de circuit care respectă legea lui Ohm cu destulă acurateţe sunt numite **rezistoare** şi sunt utilizate pe scară largă în circuitele electronice.

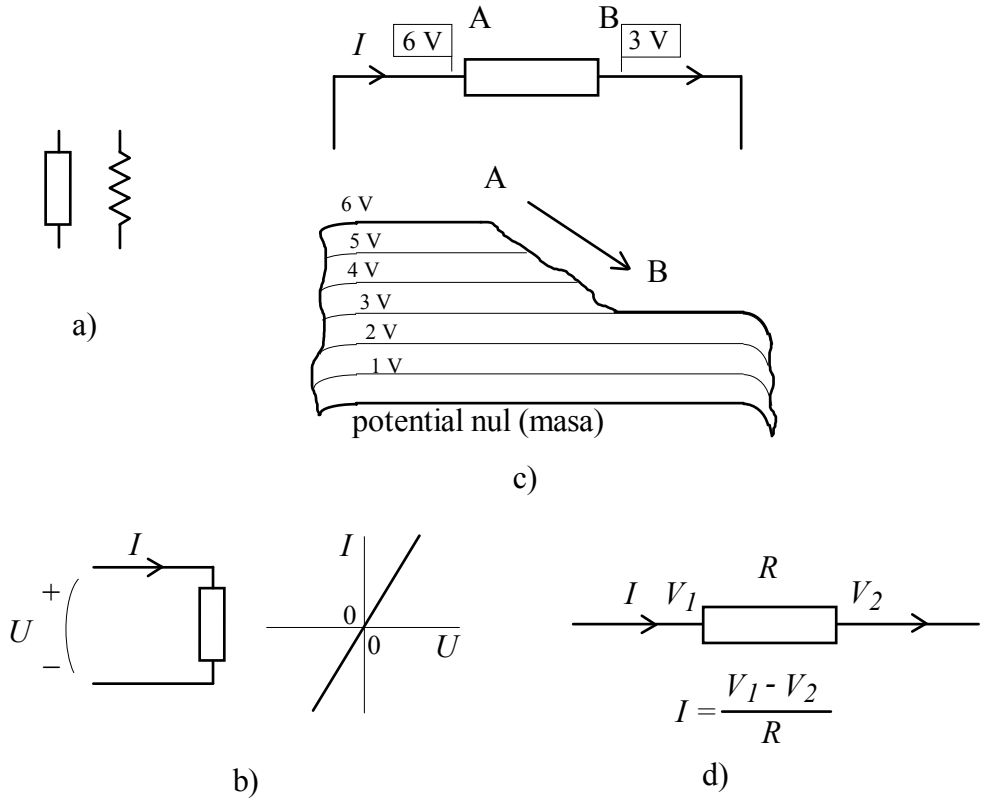


Fig. 1.10. Rezistorul: simboluri recomandate (a), caracteristica sa statică (b) şi scrierea legii lui Ohm (c şi d).

[1]Edward M. Purcell, "Electricitate şi magnetism, Cursul de fizică Berkeley, vol. II", Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1982.

Rezistorul ideal respectă cu exactitate legea lui Ohm. Simbolurile recomandate pentru el sunt cele din Fig. 1.10 a). Caracteristica sa statică este o linie dreaptă (desenul b al figurii) şi, din acest motiv, el este un dispozitiv de circuit **liniar**. Dacă în relaţia (1.8) schimbaţi simultan semnele intensităţii şi tensiunii, relaţia continuă să rămînă valabilă. Aceasta înseamnă că, de fapt, puteţi inversa rezistorul la borne fără ca restul circuitului să sesizeze modificarea: rezistorul este un dispozitiv **simetric.** În aplicarea legii lui Ohm trebuie să acordaţi întodeauna atenţie convenţiei de sensuri: dacă aţi stabilit sensul curentului, atunci relaţia trebuie scrisă

$$I = \frac{V_{amonte} - V_{aval}}{R} \qquad (1.9)$$

aşa cum este exemplificat în desenele c) şi d) ale figurii.

Chiar atunci cînd sunt fabricate în condiţii foarte bine controlate, rezistoarele au valoarea împrăştiată statistic; astfel producătorii de dispozitive electronice oferă rezistoare în mai multe game de toleranţă. Cele mai puţin precise au o toleranţă de +/- 20 % în jurul **valorii nominale (**valoarea marcată pe rezistor). Cu această toleranţă, valorile nominale standardizate pentru o decadă de valori sunt cele din seria E6, prezentată în Fig. 1.10 e). Se observă că aceste valori sunt aproximativ echidistante pe scara logaritmică; cu linie subţire au fot trasate intervalele de toleranţă pentru fiecare din valori. Pentru celelalte decade, valorile nominale se înmulţesc cu puteri ale lui 10, ca de exemplu 33 Ω, 330 Ω, 3.3 k Ω, ...etc.

Seria E12, prezentată şi ea în figură, este utilizată pentru valorile nominale în cazul rezistoarelor cu toleranţa +/- 10 % iar pentru toleranţa de +/- 5% valorile sunt cele din Tabelul 1.1 (seria E24). Aceste serii se găsesc şi în Anexa 1 şi întodeauna cînd veţi rezolva probleme va trebui să le folosiţi la alegerea valorile rezistoarelor, ţinind seama de precizia necesară.

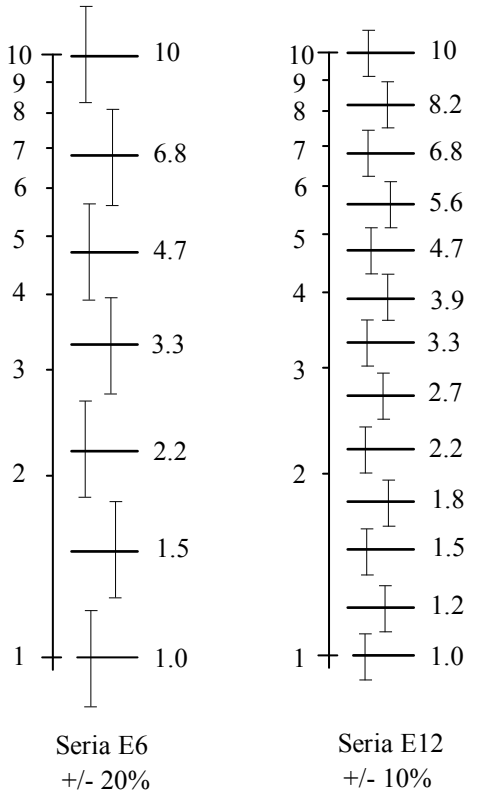


Fig. 1.10.e) Seriile de valori standardizate E6 (+/- 20%) şi E12 (+/- 10%).

Tabelul 1.1. Seria de valori E24 (+/- 5%)

1.00	1.10	1.20	1.30	1.50	1.60
1.80	2.0	2.2	2.4	2.7	3.0
3.30	3.60	3.90	4.30	4.70	5.1
5.6	6.2	6.8	7.6	8.2	9.1

E. Analiza circuitelor

Cele două legi ale lui Kirchhoff, împreună cu caracteristicile statice ale elementelor de circuit, furnizează întodeauna numarul necesar de ecuaţii din care rezultă starea de curent continuu a circuitului, numită şi punct static de funcţionare. Această operaţie este numită **analiza circuitului**. Cu toate acestea, în analiza circuitelor efectuată "manual" legea a II este rar utilizată în forma **"**suma algebrică a variaţiilor de potenţial este nulă pe orice ochi al circuitului" deoarece, în primul rînd, conductorul de masă nu mai conectează explicit pe scheme diversele elemente de circuit şi, din acest motiv, ochiurile de circuit nu mai sunt

evidente. În al doilea rînd, în multe cazuri, scrierea legii tensiunilor pe întregul ochi complică problema mărind inutil numărul de ecuaţii. Chiar în cazul efectuării automate a analizei, de către calculator, metoda preferată este, de obicei, aceea a potenţialelor nodurilor.

De exemplu, va trebui să calculaţi frecvent potenţialul unui nod al unui circuit cunoscînd potenţialele altora şi anumite tensiuni; în această situaţie legea a II a lui Kirchhoff este o alegere proastă pentru că vă obligă să parcurgeţi un întreg ochi de circuit şi să **introduceţi necunoscute suplimentare**. Atunci va trebui să vă aduceţi aminte că variaţia totală de potenţial între două puncte nu depinde de drumul ales şi să porniţi de la un nod cu potenţial cunoscut, mergînd pe ramuri de circuit cu tensiuni cunoscute, ca în exemplul din Fig. 1.11, unde va trebui să calculăm potenţialele nodurilor C şi E, folosind informaţiile existente pe schemă.

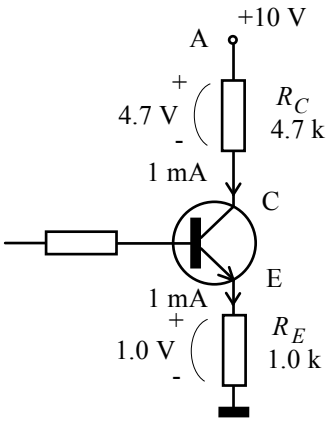


Fig. 1.11. Circuit cu tranzistor.

În această figură apare un simbol care vă este, poate, necunoscut, tranzistorul bipolar, dar aveţi suficiente informaţii ca să rezolvaţi problema propusă fără să ştiţi modul în care funcţionează tranzistorul (adică relaţiile între curenţii şi tensiunile la bornele sale).

Nodul A are potenţialul de +10 V, cunoaştem curentul prin rezistenţa R_C şi valoarea acestei rezistenţe; trebuie să calculăm potenţialul nodului C. Cum rezistenţa este un consumator, curentul circulă prin ea "de la + la -" adică de la potenţial ridicat la potenţial coborît. Pornim de la nodul A şi avem imediat potenţialul nodului C

$$V_C = V_A - 4.7\ \text{V} = 10\ \text{V} - 4.7\text{V}\ = 5.3\ \text{V}.$$

Pentru potenţialul nodului E pornim de la nodul de masă şi avem

$$V_E = 0 + \ 1\ \text{V} = 1\ \text{V}.$$

Cînd vom fi interesaţi de valoarea tensiunii între nodurile C şi E, nu trebuie decît să scădem potenţialele

$$V_{CE} = V_C - V_E = 4.3\ \text{V};$$

ştim însă, în plus, **un lucru care nu depinde de convenţia de definiţie a tensiunii: potenţialul nodului C este mai ridicat decît al nodului E**.

Dacă doriţi să vă complicaţi şi să creşteţi şansele de a greşi la calcul, vă sfătuim să utilizaţi legea a II a lui Kirchhof, aşa cum aţi învăţat-o în liceu. Mai întîi va trebui să presupuneţi că între nodul A şi masă este legat un "generator cu tensiunea electromotoare $E = 10\ \text{V}$ ". Am spus să presupuneţi pentru că nu aceasta este situaţia reală, în circuit între nodul A şi masă fiind legat cu totul altceva. Apoi, să definiţi tensiunea între C şi E, **cu o anumită convenţie**; să zicem că aţi ales să fie pozitivă dacă $V_C > V_E$. Veţi ajunge, după oarecare trudă cu regulile mnemotehnice învăţate, la ecuaţia

$$E = 4.7\ \text{V} + V_{CE} + 1.0\ \text{V}$$

care nu vă va rezolva imediat problema : cît este potenţialul nodului C (faţă de masă) ?

Alteori, nodul al cărui potenţial trebuie să-l calculaţi este legat **numai prin rezistoare** de noduri cu potenţiale cunoscute, ca în Fig. 1.12 a).

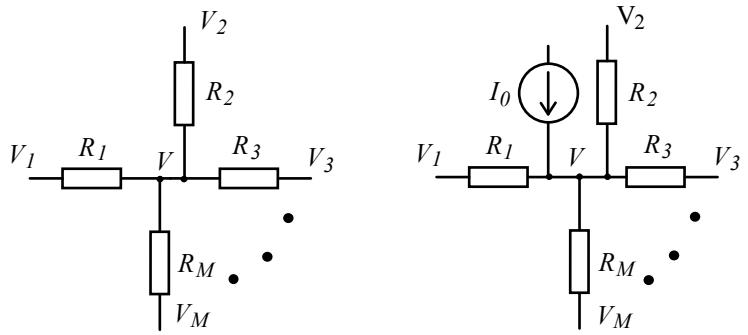


Fig. 1.12. Exemple de moduri în care poate fi legat un nod de circuit.

Dacă scrieți că suma algebrică a curenților la nodul de potențial V este nulă, exprimați curenții prin legea lui Ohm şi rearanjați puțin ecuația, obțineți că

$$V = \frac{\sum_{k=1}^{M} \frac{V_k}{R_k}}{\sum_{k=1}^{M} \frac{1}{R_k}} \tag{1.10}$$

relație pe care merită să o țineți minte, pentru că **leagă direct potențialele nodurilor**. Teorema pe care tocmai ați demonstrat-o se numeşte **teorema Milman** şi este frecvent utilizată în electronică. Din relația (1.10) se poate arăta imediat că potențialul V al nodului de care ne ocupăm este cuprins întodeauna între valorile minimă şi maximă ale potențialelor V_k. Veți descoperi într-una din problemele de la sfîrşitul capitolului că această proprietate se păstrează şi dacă rezistoarele sunt înlocuite cu alte dispozitive, **neliniare**, cu condiția ca acestea să fie consumatoare de energie. Din aceeaşi relație se poate vedea de asemenea că, dacă una dintre rezistențe, să zicem R_3, tinde la zero, atunci potențialul V este tras către potențialul nodului respectiv (V_3 în exemplul nostru).

S-ar putea ca una din ramurile care sunt legate la nod să nu fie rezistivă dar să cunoaşteți curentul prin ea, ca în desenul b) al Fig. 1.12. Legea curenților şi legea lui Ohm vă conduc imediat la relația

$$I_0 + \sum_{k=1}^{M} \frac{V_k - V}{R_k} = I_0 + \sum_{k=1}^{M} \frac{V_k}{R_k} - V \sum_{k=1}^{M} \frac{1}{R_k} = 0 \tag{1.11}$$

din care se obține uşor potențialul necunoscut V.

F. Măsurarea intensităților de regim continuu

Aşa cum am spus, intensitatea curentului se defineşte într-un punct dar rămîne aceeaşi de-a lungul unui circuit neramificat. Pentru măsurarea sa, **conductorul trebuie secționat** într-un anumit punct, ca în Fig. 1.13 a), şi trebuie introdus în circuit un aparat de măsură numit **ampermetru** (desenul b). Bornele sale **nu sunt echivalente**, fiind marcate cu semnele + şi -; ținînd seama că el este un consumator de energie,

curentul intră în ampermetru pe la borna marcată cu +.

Ampermetrul "clasic" măsoară intensitatea prin deflexia unui ac indicator, deflexie datorată forţelor de interacţie dintre un magnet permanent şi o bobină mobilă parcursă de curentul pe care îl măsurăm. Este un instrument **analogic** deoarece poziţia acului este o funcţie continuă care poate lua orice valoare dintr-un anumit interval cuprins între zero şi **capătul de scală**.

Aparatele disponibile au mai multe scale de sensibilitate, selectabile cu un comutator rotativ, ca în Fig. 1.14. Pentru măsurarea curenţilor şi a tensiunilor, poziţia comutatorului arată întodeauna **valoarea corespunzătoare capătului de scală**

, 10 mA în exemplul din figură. Scala este gradată, însă, într-un număr convenabil de diviziuni, 100 în exemplul nostru, aşa că valoarea măsurată se calculează cu regula de trei simplă. Noi vă sfătuim să calculaţi, mai întîi cît reprezintă o diviziune pe scala respectivă şi să înmulţiţi valoarea citită cu această constantă: 65 diviziuni x 0.1 mA/diviziune= 6.5 mA.

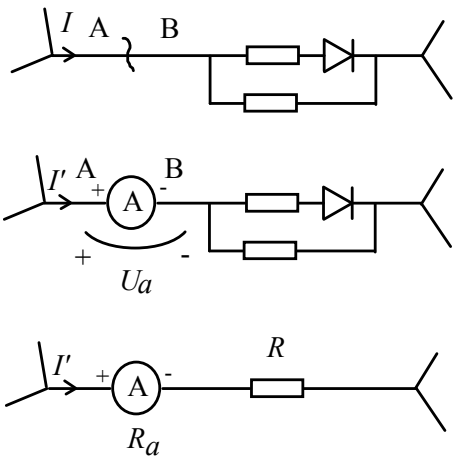


Fig. 1.13. Conectarea ampermetrului în circuit.

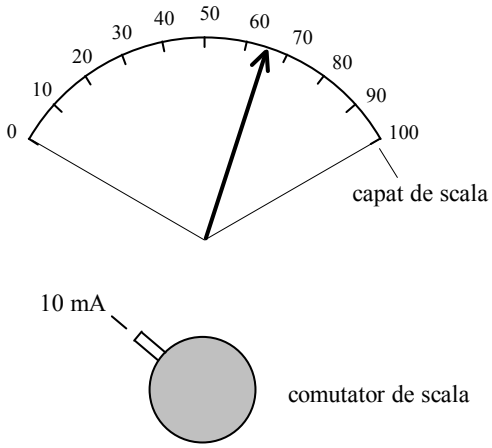


Fig. 1.14. Scala şi comutatorul de scală ale unui miliampemetru "clasic".

Cele mai sensibile ampermetre clasice au capătul de scală la cîteva zeci de μA, uzual la 50 μA şi, din acest motiv se numesc **microamperemetre** (uneori "instrumente")**.** Pentru a putea măsura asemenea intensităţi mici, bobina trebuie să fie uşoară şi, deci, sîrma bobinajului să fie subţire. Astfel, rezistenţa internă a microamperemetrului nu poate fi redusă prea mult, ea fiind de 600 Ω -2 kΩ. Vom considera, pentru fixarea ideilor, că ea are o rezistenţă "tipică" de 2 kΩ. Rezultă că, pentru ca microampermetrul să ne arate că prin circuit trece curentul de 50 μA, între bornele sale va trebui să existe o tensiune de 100 mV ! Or, înainte de introducerea sa, tensiunea între punctele A şi B era nulă, întreaga funcţionare a circuitului a fost perturbată şi ceea ce măsurăm **nu este intensitatea curentului care trecea înainte de conectarea aparatului.** Acest lucru poate fi înţeles mai uşor pentru cazul particular din Fig. 1.13 c), unde între cele două noduri avem un rezistor de rezistenţă R. După legarea aparatului, rezistenţa dintre noduri va creşte, devenind $R + R_a$. Intensitatea citită se apropie de cea existentă iniţial numai dacă

$$R_a << R \tag{1.12}$$

adică **rezistenţa ampermetrului este mult mai mică decît aceea a porţiunii de circuit neramificat unde se măsoară intensitatea.** Mai mult, în această situaţie putem estima şi eroarea relativă, ea fiind de ordinul R_a/R: cu $R_a = R/10$ ne aşteptăm la o eroare de 10 % dar cu $R_a = R/100$ eroarea scade la 1 %. Există, însă, situaţii cînd nu ne interesează decît intensitatea curentului **cu ampermetrul montat**. În aceste situaţii, nu mai vorbim despre o eroare de măsură datorată rezistenţei sale interne.

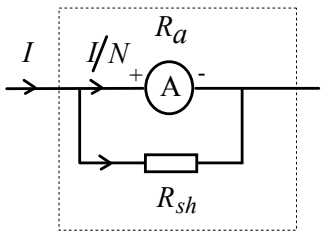


Fig. 1.15. Montarea rezistenței de shunt.

Cînd dorim să măsurăm intensități de N ori mai mari decît cei 50 μA ai instrumentului, soluția este ca $(N-1)/N$ din curent să fie deviat printr-un rezistor numit **shunt** şi numai $1/N$ din curent să treacă prin instrument, ca în Fig. 1.15. Rezultă imediat rezistența de shunt $R_{sh} = R_a/(N-1)$ şi noua rezistență a aparatului de măsură

$$\boxed{R'_a = R_a/N}. \qquad (1.13)$$

Rezistența ampermetrului a scăzut exact cu factorul cu care a fost desensibilizat. Nu trebuie să ne amăgim, însă: pentru ca acul să ajungă la capătul de scală, la bornele aparatului trebuie să avem aceeaşi tensiune de 100 mV ! Ea este o măsură a perturbației introdusă de ampermetru **independentă de mărimea curentului** pe care trebuie să-l masurăm.

Chiar dacă relația (1.12) este îndeplinită, precizia măsurării rămîne limitată de **modul de afişare a rezultatului**. Într-adevăr, pe o scală de dimensiunea a 10 cm putem, în cel mai bun caz, efectua citiri cu precizia de 1 la sută. Dacă avem ghinionul ca poziția acului să fie în prima treime, imprecizia relativă ajunge la 3 %; din acest motiv această situație trebuie evitată prin trecerea aparatului pe o scară mai sensibilă. La aparatele profesionale, secvența în care merg capetele de scală este 1, 3, 10, 30, ş.a.m.d., tocmai pentru a evita această situație.

Aparatele de măsură moderne sunt **electronice** şi cu **afişaj digital.** Curentul măsurat nu mai este utilizat pentru a deplasa corpuri ci informația sa este prelucrată electronic, prin **amplificare**. Deşi primele aparate de măsură electronice utilizau tot un sistem de afişaj analogic cu ac indicator, datorită preciziei limitate de citire a poziției acului ele au fost înlocuite complet de cele cu afişare **digitală (numerică).** Dacă aparatul este unul cu 2000 de puncte se pot afişa numere între 0000 şi 2000; **ultima cifra poate fi afectată de o eroare egala cu o unitate** şi precizia relativă de citire este la capătul de scală 0.05 %, de 20 de ori mai bună decît la afişarea analogică. Un astfel de aparat se mai numeşte cu "trei cifre şi 1/4", deoarece cifra cea mai semnificativă nu acoperă decît aproximativ un sfert din domeniul posibil (0..9).

Ampermetrele electronice cu afişaj digital pot măsura, deci, cu precizie relativă mult mai bună decît cele clasice. Cu toate acestea, **ele nu oferă o rezistență internă mult mai mică decît cele clasice**, deoarece, în general, ele măsoară (electronic) căderea de tensiune pe un rezistor prin care curentul de măsurat este obligat să treacă. De exemplu, pentru scala de 200.0 μA (rezoluție 0.1 μA), un asemenea aparat măsoară căderea de tensiune pe un domeniu de 200.0 mV; rezultă, de aici, că rezistența microampermetrului este de 1 kΩ, numai de două ori mai mică decît a microampermetrului clasic.

Chiar dacă ampermetrele electronice pot fi parcurse de curent în ambele sensuri, ele afişînd şi **semnul**, bornele lor trebuie să fie marcate în continuare cu + şi -, în absența acestei convenții informația -10 mA neavînd nici un sens logic.

G. Măsurarea tensiunilor continue

Tensiunea electrică se defineşte întodeauna între două puncte. Chiar dacă, pentru comoditate, vorbim uneori despre "tensiunea unui punct", înțelegem că este vorba despre **tensiunea față de masă** a acelui punct. Aparatul care măsoară tensiuni electrice, numit **voltmetru**, trebuie legat, deci, între aceste puncte, ca în Fig.1.16 b).

Voltmetrul "clasic" măsoară tensiunea **indirect**: el conectează între punctele respective o rezistență cunoscută, măsoară **intensitatea** curentului prin acea rezistență şi, utilizînd legea lui Ohm, ne anunță victorios că "tensiunea între bornele voltmetrului este de...". Aşa se face că cel mai sensibil voltmetru clasic, numit

milivoltmetru, este tocmai microampermetrul (instrumentul), care măsura la capăt de scală 50 μA şi avea o rezistenţă de 2 kΩ; nu mai trebuie decît să desenăm o altă scală pe care să scrie la capăt 100 mV !

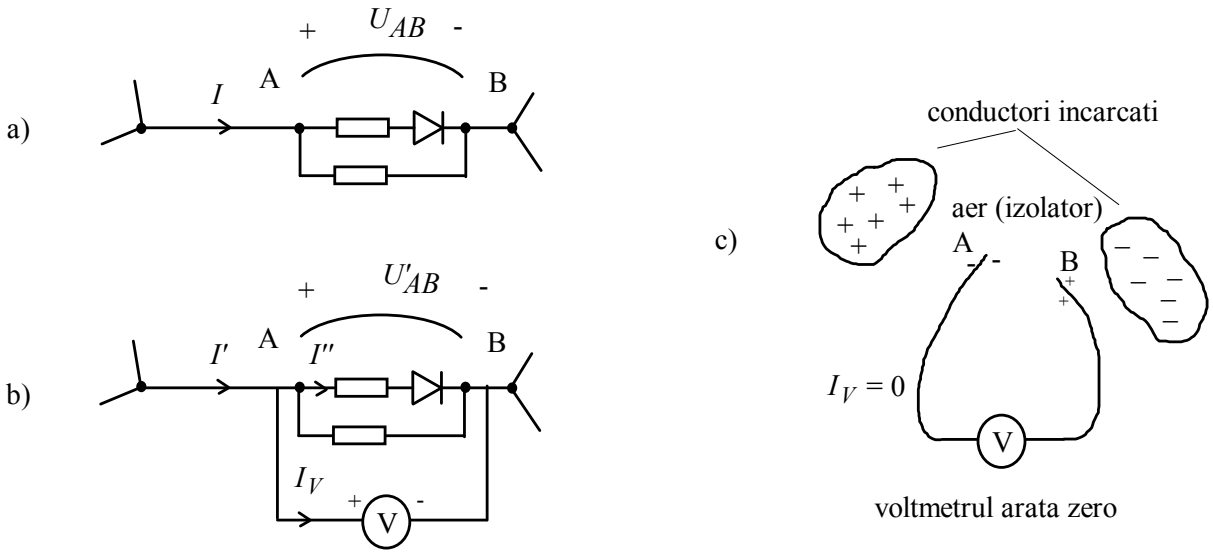


Fig. 1.16. Legarea voltmetrului într-un circuit electric (desenele a şi b); în cîmp electostatic firele de măsură ale voltmetrului forţează la zero tensiunea între punctele A şi B.

Ceea ce am scris în paragraful precedent poate fi citit însă şi altfel: pentru a putea măsura o tensiune de 100 mV, milivoltmetrul nostru trebuie să "extragă" din circuitul pe care îl măsoară un curent de 50 μA. Din acest motiv, cu el nu putem măsura tensiuni într-un cîmp electrostatic într-o regiune unde nu există curenţi electrici, aşa cum se vede în Fig. 1.16 c); mai mult, sarcinile mobile din conductoarele legate la voltmetru se deplasează puţin sub influenţa cîmpului electrostatic şi **egalează potenţialele punctelor între care doream să masurăm tensiunea**. Chiar în circuitele electronice parcurse de curenţi, cei cîţiva microamperi ceruţi de milovoltmetru pot reprezenta o perturbaţie care să afecteze funcţionarea circuitului: la conectarea milivoltmetrului în baza tranzistorului din Fig. 1.17 punctul său de funcţionare se modifică într-atît încît circuitul încetează să mai funcţioneze ca amplificator.

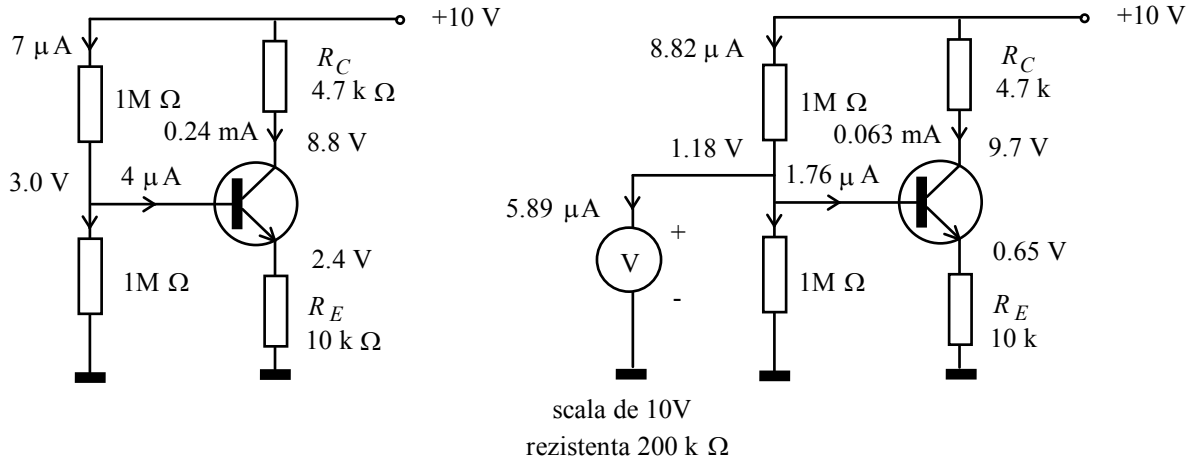


Fig. 1.17. Conectarea voltmetrului în baza unui tranzistor îi poate modifica puternic punctul de funcţionare, scoţînd amplificatorul din funcţiune.

Dacă între punctele între care măsurăm tensiunea există o rezistență de valoare R, iar rezistența voltmetrului verifică relația

$$R_v >> R, \tag{1.14}$$

atunci perturbația introdusă de voltmetru poate fi neglijată. Prin rezistența R trebuie înțeleasă **rezistența echivalentă** dintre aceste puncte; conceptul de rezistență echivalentă va fi clarificat în capitolul următor, aici este suficient să ştim că aceasta este todeauna mai mică sau egală cu cea conectată direct între punctele de măură, datorită celorlalte drumuri posibile prin circuit, care apar în paralel.

În practică, dacă $R_v \geq 10R$ putem conta pe o precizie de măsurare de 10 %; în cazul în care $R_v \geq 100R$, precizia ajunge la 1 %. Ca şi la măsurarea intensității, perturbația produsă constituie o eroare numai dacă ne interesează valoarea tensiunii **înainte de conectare aparatului de măsură**, dacă nu dorim să ştim decît valoarea tensiunii cu voltmetrul conectat nu mai avem despre ce eroare să vorbim.

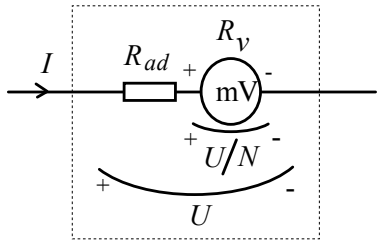


Fig. 1.18. Montarea rezistenței adiționale.

Atunci cînd tensiunea de măsurat are valori de N ori mai mari decît cele cuprinse pe scala milivoltmetrului nostru, soluția este intercalarea în serie cu el a une **rezistențe adiționale**, astfel încît pe instrument să cadă numai a N-a parte din tensiunea de măsurat (Fig. 1.18). Rezistența adițională trebuie să aibă, deci, valoarea, $(N-1)R_v$ iar rezistența "noului" aparat este

$$\boxed{R_v' = NR_v}, \tag{1.15}$$

multiplicată cu acelaşi factor cu care a fost multiplicat capătul de scală. Din acest motiv, indiferent de noua valoare $V_{\max}$ a capătului de scală obținută, raportul $R_{aparat}/V_{\max}$ rămîne constant şi **caracterizează aparatul.** Astfel, în exemplul nostru instrumentul măsura la capătul de scală 100 mV şi 50 μA, avînd rezistența de 2 kΩ, fiind caracterizat de raportul $20\ \text{k}\Omega/\text{V}$; acest raport ne permite să calculăm imediat rezistența pe orice scală, de exemplu pe scala de 30 V aparatul va avea o rezistență de 600 kΩ.

Arătați că raportul $R_{aparat}/V_{\max}$ ce caracterizează voltmetrul este inversul valorii $I_{\max}$ de capăt scală a instrumentului propriu-zis (50 μA în exemplul nostru) ***independent de valoarea rezistenței instrumentului.***

Pe măsură ce desensibilizăm voltmetrul, rezistenţa sa creşte apropiindu-se de un voltmetru ideal. Cu toate acestea, **indiferent de scala utilizată, pentru o deviaţie completă (capăt de scală) aparatul va cere să primească acelaşi curent de 50 μ A** ! Această valoare de curent reprezintă o caracteristică a modului în care el va perturba circuitul, indiferent de mărimea tensiunii măsurate.

Microampermetrul (instrumentul), împreună cu rezistenţele de shunt care îi modifică sensibilitatea ca amperemetru şi cu rezistenţele adiţionale care îl fac să funcţioneze ca voltmetru cu diferite sensibilităţi, formează un aparat complex, căruia i se mai adaugă, de regulă, şi funcţia de ohmetru. El se numeşte, atunci, avohmetru sau aparat universal de măsură sau multimetru (volt-ohm-meter, prescurtat VOM, în limba engleză).

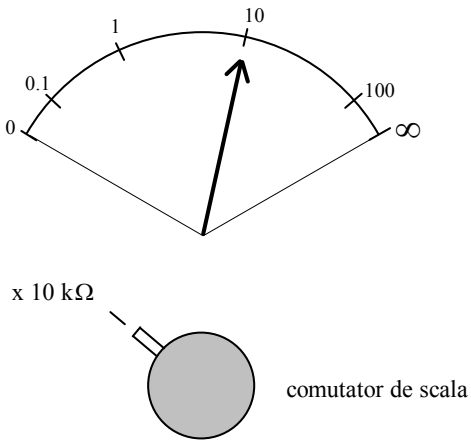


Fig. 1.19. Scala şi comutatorul de scală la un ohmetru clasic.

Pentru funcţionarea ca **ohmetru**, marcarea scalelor şi citirea valorilor se face complet diferit: indiferent de sensibilitate, scala de ohmetru are zero la unul din capete şi **infinit** la celălalt capăt. Din acest motiv, la poziţiile comutatorului nu se mai trece valoarea corespunzătoare capătului de scală ci un factor cu care trebuie multiplicat numărul citit. Pentru evitarea confuziilor, înaintea factorului este scris întodeauna semnul operaţiei de înmulţire (×, ·, sau *), aşa cum se vede în Fig. 1.19, unde ohmetrul ne spune ca avem o rezistenţă de 100 kΩ..

Ca şi la ampermetre, voltmetrele electronice cu afişaj digital permit citirea rezultatului cu o precizie mult mai bună decît cele clasice. Dar, spre deosebire de cazul ampermetrelor, voltmetrele electronice aduc îmbunătăţiri semnificative în ceea ce priveşte **rezistenţa internă.**

În primul rînd, **voltmetrele electronice au aveeaşi rezistenţă pe oricare scală de sensibilitate,** nemaifiind nevoie să recalculăm rezistenţa internă ori de cîte ori schimbăm scala. Dar, ceea ce este mai important, **această rezistenţa este foarte mare în comparaţie cu aceea a voltmetrelor clasice**. Dacă un voltmetru clasic avea 2 kΩ pe scala de 100 mV şi abia ajungea la 2 MΩ pe scala de 100 V, un voltmetru electronic are o rezistenţă tipică de 10 MΩ pe toate scalele. Modificarea cea mai spectaculoasă se produce pe scala cea mai sensibilă (100 mV cap de scală) unde rezistenţa voltmetrului electronic este de cinci mii de ori mai mare; dacă cel clasic cerea întodeauna curenţi de ordinul 50 μA, voltmetrul electronic are nevoie, pe această scală, de numai 10 nA !

H. Măsurarea curenţilor şi tensiunilor alternative (regim sinusoidal)

Dacă un circuit conţinînd numai elemente liniare (rezistoare, condensatoare, inductanţe, etc.) este excitat sinusoidal, atunci, **după stingerea regimului tranzitoriu toate potenţialele şi toţi curenţii evoluează sinusoidal cu frecvenţa de excitaţie**. Ceea ce diferă sunt numai amplitudinile şi fazele acestor mărimi. Exemplul tipic îl constituie circuitele alimentate direct sau prin transformatoare de la reţeaua de distribuţie a energiei electric. Aceată reţea furnizează între cele două borne o tensiune care evoluează sinusoidal în timp, cu frecvenţa de 50 Hz (perioada de 20 ms), între - 311 V şi + 311 V; **311 V este**, deci, **amplitudinea tensiunii sinusoidale a reţelei**.

În electronică trebuie să fim prudenţi cu noţiunea de amplitudine pentru că ea este utilizată într-un sens mai general decît în fizică. Astfel, pentru tensiunea reţelei, 311 este **valoarea de vîrf (de pic,** din englezescul **peak)** dar, cum vom vedea imediat, de multe ori este mai comod de măsurat **amplitudinea vîrf la vîrf**, care în cazul reţelei este de 622 V_{pp} (pentru a evita orice confuzie este bine să adăugaţi indicele inferior "pp" sau "vv" la unitatea de măsură).

După cum ştiţi, puterea instantanee comunicată unui rezistor, prin efect Joule, este

$$P(t) = U^2(t)/R = I^2(t)R \tag{1.16}$$

adică depinde de **pătratul** valorii instantanee a curentului sau tensiunii. Curentul şi tensiunea modificîndu-se periodic, este intersant să ştim puterea medie pe o perioadă, aceasta fiind practic egală cu puterea medie calculată pe un interval de timp mult mai mare decît o perioadă. Conform ecuaţiei precedente, puterea medie va depinde de media pătratului tensiunii sau curentului. Este, însă, mai comod, să se lucreze cu nişte mărimi echivalente, care sunt cele efective sau eficace

$$\langle P(t)\rangle = \langle U^2(t)\rangle/R = U_{ef}{}^2(t)/R \tag{1.17}$$

definite ca **radical din media pătratului** mărimii respective

$$\boxed{U_{ef} = \sqrt{\langle U^2(t)\rangle}}; \tag{1.18}$$

în limba engleză această operaţie este notată prescurtat **RMS (Root Mean Square)** iar valorile respective se numesc "valori RMS"); este bine să adăugaţi indicele inferior "ef" sau "RMS" la unitatea de măsură.

Pentru o dependenţă sinusoidală, operaţia de radical din media pătratului produce valoarea $amplitudinea/\sqrt{2} = 0.707 \cdot amplitudinea$; reţeaua de alimentare are tensiunea efectivă de 220 V. Trebuie reţinut, însă, că **aceasta este valabil numai pentru o dependenţă sinusoidală.** De exemplu, pentru forma de undă din Fig. 1.19 b, tensiunea efectivă nu este $0.707 \cdot amplitudinea$ ci este egală chiar cu amplitudinea.

Atît aparatele de măsură clasice cît şi cele electronice pot măsura şi tensiuni şi curenţi sinusoidali (pentru aceste funcţii se efectuează o redresare cu diode). Pentru comoditatea utilizatorului, **ele afişează valoarea efectivă,** dar nu o măsoară, de fapt, de-adevăratelea, conform definiţiei (1.18). Ce măsoară, ele de fapt ? Ele măsoară **amplitudinea** (sau ceva proporţional cu aceasta, media valorii absolute), aplică un factor de corecţie adecvat şi ne comunică "valoarea efectivă". Aceasta funcţionează **numai pentru forme de undă sinusoidale**. Dacă aţi măsura tensiunea formei de undă din Fig. 1.20 b), aparatul va spune că tensiunea efectivă este 0.707 V, cînd de fapt, valoarea efectivă adevărată este de 1 V. Pentru măsurarea tensiunilor efective ale formelor de undă care nu sunt sinusoidale se utilizează aparate de măsură care chiar măsoară valoarea efectivă, efectuînd radicalul din media pătratului; ele se numesc aparate de **valoarea efectivă adevărată (true RMS)** şi pot realiza acest lucru, de exemplu, prin măsurarea puterii disipate pe o rezistenţă etalon.

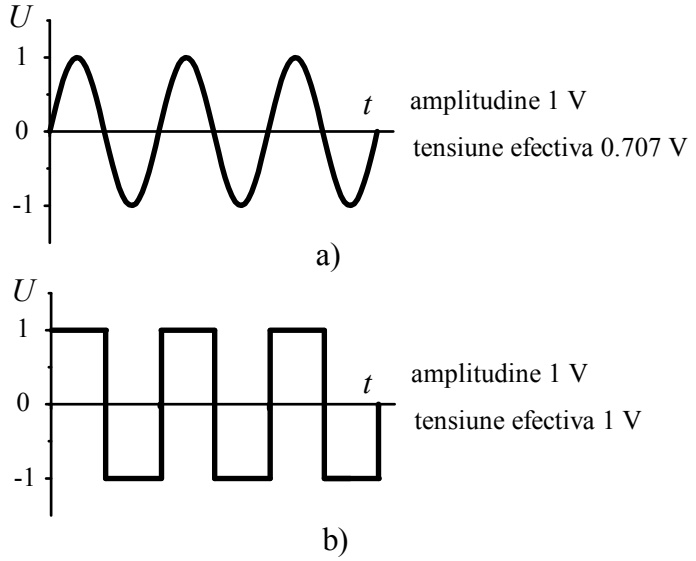


Fig. 1.20. Amplitudinea şi valoarea efectivă pentru două forme de undă: sinusoidală (a) şi una rectangulară (b).

I. Măsurarea curenţilor şi tensiunilor alternative de formă oarecare

Deşi foarte important, regimul sinusoidal nu este utilizat în practică **decît la transmiterea energiei electrice** şi **testarea în laborator** a unor anumite circuite; **imensa majoritate a formelor de undă** produse, amplificate şi măsurate **în electronică nu sunt sinusoidale**. Ajunge să vă gîndiţi la evoluţia tensiunii pe difuzorul cu care ascultaţi muzica, ea nu este sinusoidală, sinusoidal (pe durată scurtă) este semnalul cu care radiodifuziunea punctează secundele atunci cînd transmite ora exactă; nu credem că aţi dori să-l ascultaţi mai mult de cîteva fracţiuni de secundă.

În cazul semnalelor nesinusoidale, informaţia este codificată în întreaga evoluţie a lor, nereducîndu-se la trei numere reale (frecvenţă, amplitudine şi fază) ca în cazul celor sinusoidale. Din acest motiv, **este esenţială vizualizarea formei lor de undă.** Pentru tensiunile care variază în timp, acest lucru poate fi realizat cu un aparat numit **osciloscop (**prescurtat uneori **scope** în limba engleză). El este, esenţialmente, un **voltmetru**, lucru arătat, de altfel, şi de rezistenţa sa de intrare, care are valoarea tipică de 1 MΩ. Afişarea este efectuată de către un punct luminos (**spot**, din limba engleză) care traversează (**baleiază,** din limba franceză) ecranul de la stînga la dreapta, se stinge şi apoi se deplasează rapid în stînga ecranului pentru o nouă cursă. Linia luminoasă lăsată de trecerea spotului este numită, uneori, **trasă** (din limba franceză).

Osciloscoapele clasice, **analogice,** nu fac decît să afişeze forma de undă pe un ecran cu dimensiunile laturii de ordinul a 10 cm şi precizia de citire nu este mai bună de cîteva procente. În schimb, osciloscoapele moderne, **digitale** (eventual cuplate la calculator), memorează valorile consecutive ale semnalului, măsurate cu un voltmetru digital foarte rapid, şi permit obţinerea de precizii mai bune, sub 0.1 %.

Tensiunea a cărei evoluţie trebuie vizualizată este afişată pe verticală (axa Y) şi, de aceea, blocul care o prelucrează se numeşte amplificator Y iar mufa de intrare este notată cu "Y input". Osciloscopul permite vizualizarea tensiunilor foarte mici (chiar de ordinul a 1 mV) iar rezistenţa sa internă este mare (1 MΩ); în această situaţie el este sensibil la curenţi de intrari infimi ($1\ \mathrm{mV}/1\ \mathrm{M\Omega} = 1\ \mathrm{nA}$) . Pentru a preîntîmpina influenţa perturbatoare a cîmpurilor electrice şi magnetice generate de reţeaua de alimntare sau de alte aparate electrice, amplificatoarele sale sunt ecranate, iar ecranul este legat, prin cablul tip "shuko", la 'nulul de protecţie" adică la pămînt. Astfel, **masa osciloscoapelor este legată constructiv la pamînt**, ceea ce impune o atenţie deosebită la conectarea sa în circuite la care sursa de alimentare are şi ea o bornă legată la pamînt. Acesta este cazul **reţelei de alimentare,** unde firul de "nul" este legat la pămînt iar cel de "fază" se află la o tensiune de 220 V_{ef} faţă de pămînt.

De la borna de intrare pînă la circuitul care trebuie măsurat, legătura se face cu o **sondă (probe** în limba engleză) care constă într-o bucată de cablu coaxial, care continuă ecranul, şi niste elemente mecanice de prindere, aşa cum se poate vedea în Fig. 1.21. Intrarea poate fi legată la amplificator **în curent continuu (DC)**, permiţind vizualizarea tuturor frecvenţelor între 0 Hz (nivel constant de tensiune) şi o frecvenţă limită (tipic 30 MHz pentru oscilosoapele de joasă şi medie frecvenţă). În acest mod, dacă tensiunea nu evoluează cu o viteză prea mare, **ea apare pe ecran aşa cum este în realitate.**

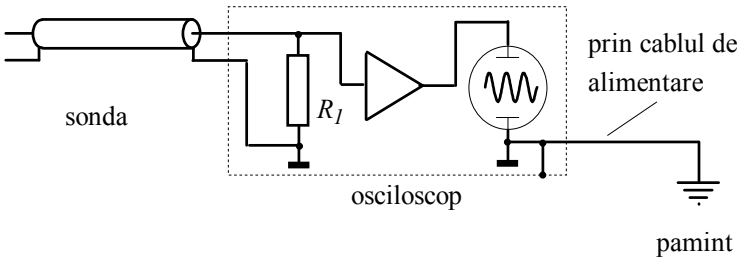


Fig. 1.21. Osciloscopul.

Pentru a şti unde este **linia de zero**, există lîngă mufa de intrare un comutator care, prin trecerea lui pe poziția **ground (GND sau GD),** pune la masă intrarea amplificatorului Y (manevra nu este periculoasă, semnalul de intrare nu este pus la masă ci decuplat de la intrarea amplificatorului). După aceasta, din butonul "Y POSTION" aducem linia într-o poziție convenabilă pe ecran (uzual la milocul lui) şi nu uităm să trecem din nou comutatorul de la intrare pe poziția **DC,** altfel vom continua să vedem pe ecran doar linia de zero. De exemplu, în Fig. 1.22, linia de zero a fost stabilită la jumătatea ecranului de unde rezultă că tensiunea afişată are numai valori nule sau pozitive.

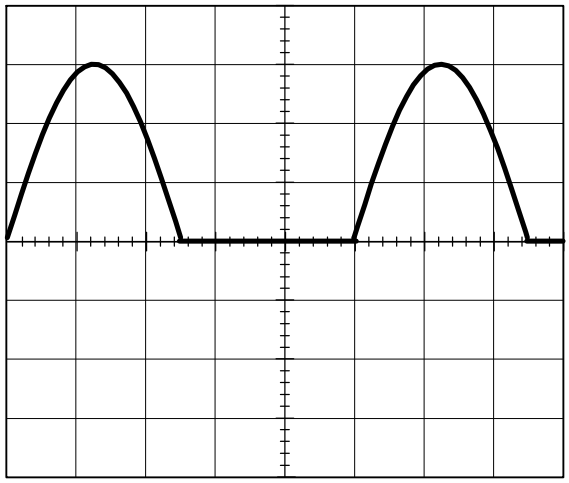


Fig. 1.22. Formă de undă pe ecranul osciloscopului.

Scala cu care osciloscopul afişează tensiunea pe axa Y se modifică de la un comutator rotativ; pozițiile sale sunt marcate în $V/diviziune$ sau $mV/diviziune$; diviziunea este pătratul de pe ecran, întregul ecran avînd, după tipul osciloscopului, între opt şi zece diviziuni. Pe exemplul din figura precedentă, tensiunea maximă corespunde la trei diviziuni.

Atenție, în afara comutatorului rotativ mai există (pe axul lui) un potențiometru care reglează continuu sensibilitatea pe Y; dacă acest potențioometru nu este adus în poziția "calibrat" ***indicația de sensibilitate de la comutatorul rotativ nu este valabilă. Dacă vreți să şi măsurați o tensiune, nu numai să-vedeți forma de undă, asigurați-vă că acest potențiometru este în poziția calibrat. Unele osciloscoape vă atrag atenția cînd amplificatorul nu este calibrat, aprinzînd un beculeț, cele mai multe nu o fac.***

Uneori, însă, urmărim vizualizarea **doar a unor mici variații**, care sunt "suprapuse" peste un nivel continuu (ca în Fig. 1.23) şi am dori să amplificăm doar aceste variații pentru că, altfel, imaginea nu ar mai încăpea în ecran. Pentru aceasta, osciloscopul are la comutatorul intrării, pe lîngă poziția **DC,** şi o poziție **AC** care înseamnă cuplarea semnalului în curent alternativ; în această situație între intrare şi amplificator este conectat un **condensator** care "blochează" componenta de curent continuu. Aceasta înseamnă că, **indiferent de forma de undă,** semnalul afişat va avea media zero, adică osciloscopul va "trage" întodeauna semnalul pe verticală, astfel încît aria de deasupra liniei de zero ("pozitivă") să fie egală cu cea de sub această linie ("negativă"); dacă tensiunea din Fig. 1.22, avînd frecvența de 50 Hz, este vizualizată în acest mod, forma afişată pe ecran va fi cea din Fig. 1. 24.

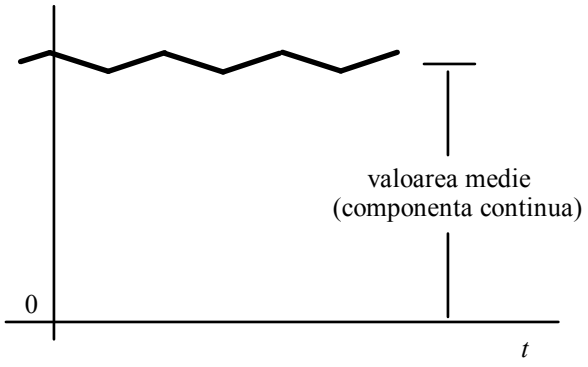


Fig. 1.23. Variații mici "suprapuse" peste o valoare medie.

Semnalele sinusoidale vor rămîne sinusoidale, dar cele de frecvenţă mică (sub 10 Hz) vor apărea cu atît mai mici cu cît frecvenţa lor va fi mai mică. Vestea cea proastă este, însă, aceea că **semnalele care nu sunt sinusoidale vor fi deformate**. De fapt, vor fi deformate acele porţiuni din ele care se încăpăţinează să evolueze prea lent sau să rămînă constante, aşa cum se poate vedea în Fig. 1.24. Din acest motiv, la semnalele periodice de frecvenţă mică, cuplarea în curent alternativ trebuie folosită cu prudenţă. Întodeuana este bine să vizualizaţi semnalul **mai întîi** cu un cuplaj în curent continuu.

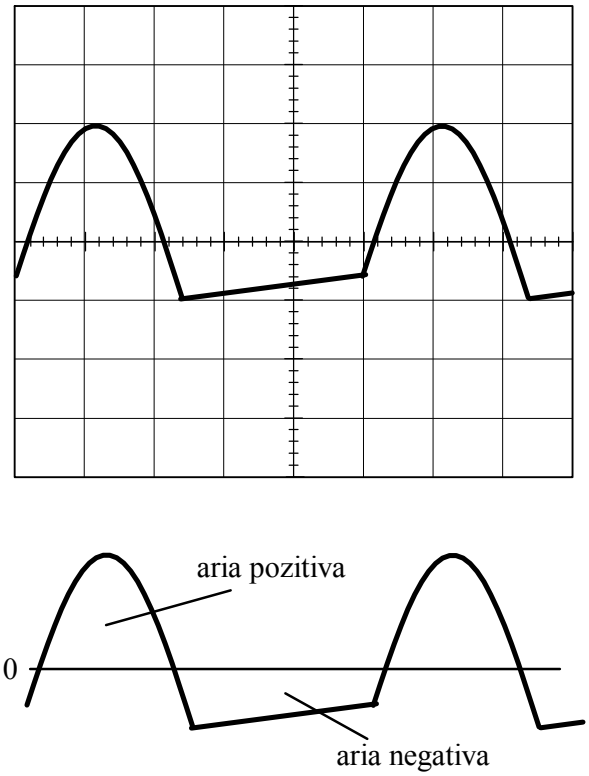


Fig. 1.24. Forma de undă afişată pentru semnalul din Fig. 1.22, cu intrarea osciloscopului cuplată în "curent alternativ".

Aproape toate osciloscoapele au două canale Y (notate, de obicei, cu Y_A şi Y_B) care permit vizualizarea simultană a două tensiuni diferite. Cele două canale pot fi afişate separat cîte unul, **alternat** (cele două semnale sunt afişate consecutiv la trecerile succesive ale punctului luminos de la stînga la dreapta) sau **choppat (**din **chopped** în limba engleză), cînd punctul luminos sare înainte şi înapoi rapid (0.1- 1 MHz) între cele două curbe pe care le desenează.

Deplasarea punctului luminos pe axa X este controlată de blocul de amplificare X. Pentru a vizualiza evoluţia **în timp** a tensiunilor, acest bloc primeşte un semnal în dinţi de fierăstrău care comandă deplasarea punctului luminos cu viteză constantă de la stînga la dreapta şi, apoi, întoarcerea rapidă la capătul din stînga. Blocul care produce semnalul în dinţi de fierăstrău se numeşte **bază de timp.** Viteza de deplsare stabileşte scala de timp a axei X, care se poate modifica de la comutatorul rotativ al bazei de timp; poziţiile sale sunt marcate în timp/diviziune. Ca şi la amplificatorul pe axa X, şi aici **există un potenţiometru care vă poate păcăli: dacă doriţi să măsuraţi intervale de timp, va trebui să-l treceţi în poziţia "calibrat"**.

Ceea ce vedem pe ecran, la osciloscoapele analogice, nu este rezultatul unei singure treceri a punctului luminos ci o mediere a unui mare număr de "desene", fiecare decupînd din semnalul original un segment de aceeaşi durată (dacă vizualizaţi, de exemplu, patru perioade ale unui semnal de 1 MHz, aveţi peste 200 de mii de "desene" pe secundă). **Figura văzută va fi inteligibilă numai dacă toate desenele mediate** (de inerţia ecranului şi de inerţia ochiului) **vor fi identice**. Nu putem să vizualizăm decît **forme de undă periodice** şi, în plus, **fiecare desen trebuie să înceapă exact din acelaşi punct al perioadei semnalului.** Cu alte cuvinte, pornirea punctului luminos în cursa lui de traversare a ecranului trebuie **sincronizată** cu semnalul care trebuie vizualizat (trigherată de acest semnal, în jargon). În exemplul din Fig. 1.25 a) au fost reprezentate cinci "desene" efectuate de spot la cinci trecerii consecutive. Pentru că aceste desene încep exact din acelaşi punct al perioadei semnalului, medierea lor, reprezentată în Fig. 1.25 b) tridimensional, ca şi cum ar fi aşezate unul sub altul produce o imagine clară, care va fi stabilă pe ecranul osciloscopului.

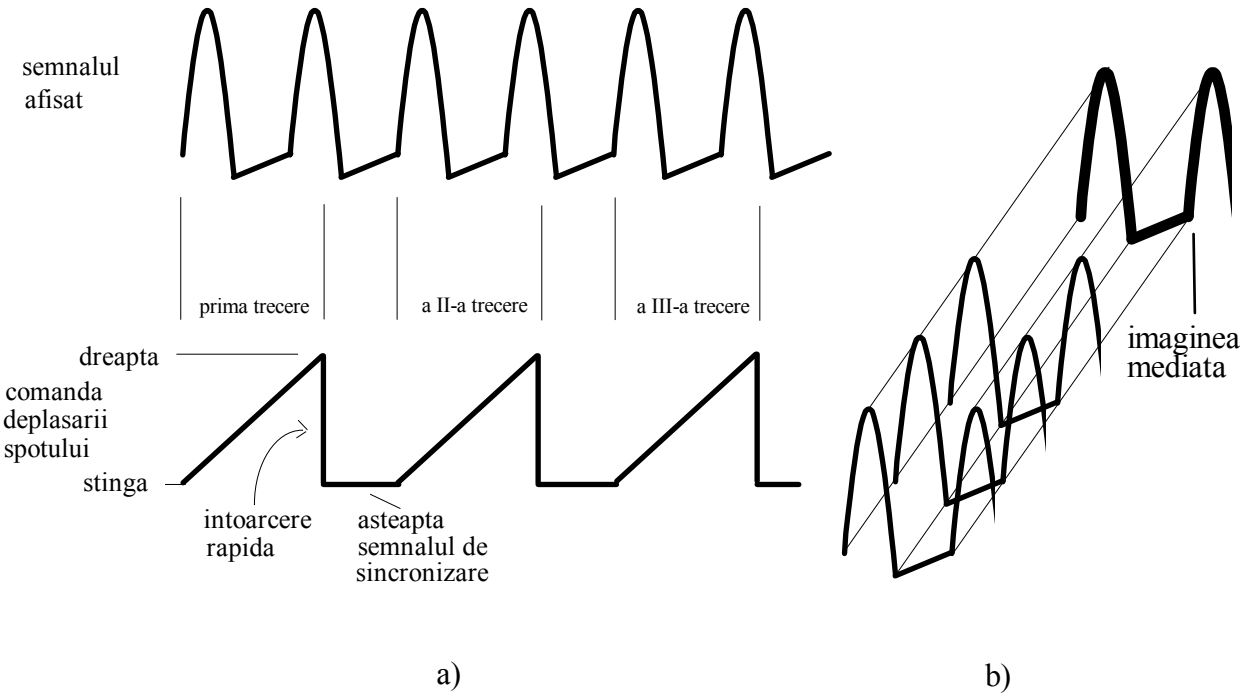


Fig. 1.25. Principiul sincronizării baleierii osciloscopului (a) şi medierea traselor diferitelor treceri ale spotului (b).

Sincronizarea se face prin compararea unei copii a semnalului afişat cu un nivel de referinţa şi pornirea baleierii exact în acel moment (dacă spotul a ajuns mai devreme în stînga ecranului, va trebui să aştepte cuminte acest moment). Poziţia acestui nivel poate fi modificată de utilizator cu un potenţiometru (în mod de funcţionare trigherat) sau este stabilită de osciloscop în modul de lucru automat. Cum trecerea peste nivelul de referinţă (prag) poate să se facă fie în sus, fie în jos, avem două posibilităţi de selecţie, pe front crescător (up) sau pe front descrescător (down).

Atenţie: la unele osciloscoape, pe modul de funcţionare trigerat, ***dacă semnalul nu traversează nivelul stabilit, baleierea este oprită şi spotul este invizibil****; la altele, este utilizat un oscilator nesincronizat şi imaginea, chiar dacă este instabilă, este afişată. Acesta poate fi unul dintre motivele pentru care nu găsiţi spotul.*

Înainte de a fi utilizată la sincronizare, copia semnalului care trebuie afişată poate fi prelucrată prin îndepărtarea nivelului continuu (sincronizare în curent alternativ) sau prin îndepărtarea unor frecvenţe pe care nu dorim să facem sincronizarea (frecvenţe joase, **LF - low frequency** sau frecvenţe înalte, **HF -high frequency)**. Modul de sincronizare descris pînă acum utilizează chiar semnalul care a fost aplicat canalului Y, este o sincronizare **internă** şi, dacă avem două canale Y, va trebui să alegem după care facem sincronizare. Osciloscoapele oferă şi posibilitatea sincronizarii cu un semnal extern, introdus la o mufă specială.

Pentru vizualizarea unor pulsuri care apar neperiodic, au fost produse osciloscoape analogice **cu memorie**, la care ecranul poate menţine vizibilă urma unei singure treceri a spotului pe durate de timp de ordinul minutelor, pentru a putea fi fotografiată; şi în acest caz sincronizarea este esenţială, cursa spotului trebuind să înceapă odată cu apariţia pulsului de tensiune. Odată cu apariţia oscilosoapelor digitale, la care memorarea face parte din principiul de funcţionare, memoria analogică ecranului a încetat să mai fie utilizată.

Deşi este un voltmetru, osciloscopul poate permite şi vizualizarea evoluției întensității unui curent, dacă se utilizează un truc: informația de curent este convertită în informație de tensiune, **trecînd curentul pe care dorim să-l vizualizăm printr-o rezistență de valoare cunoscută**. Cum o bornă de intrare este obligatoriu masa circuitului, **rezistența trebuie montată cu un capăt la masă**, ca în Fig. 1.26. Pentru a nu modifica funcționarea inițială a circuitului, valoarea rezistenței trebuie aleasă atît de mică încît **căderea de tensiune pe ea să fie neglijabilă față de tensiunea pe ramura de circuit unde este intercalată**. Deoarece osciloscopul poate vizualiza chiar tensiuni de ordinul 1 mV - 10 mV, aceasta nu constituie o problemă.

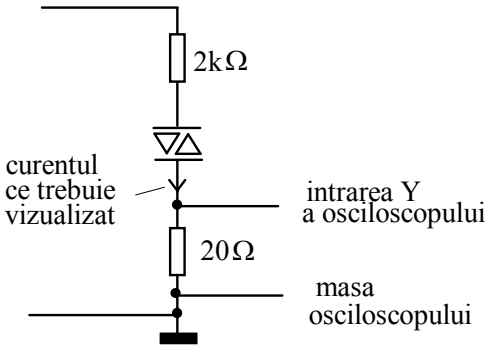


Fig. 1.26. Vizualizarea cu osciloscopul a evoluției unui curent.

Enunțuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memorați)

- Într-un generator de energie electrică, curentul curge de la borna cu potențial coborît la borna cu potențial ridicat.

- Într-un consumator de energie electrică, curentul curge de la borna cu potențial ridicat la borna cu potențial coborît.

-Suma intensităților curenților care intră într-un nod este egală cu suma intensităților curenților care ies din nodul respectiv (legea curenților); considerînd pozitivi curenții care intră şi negativi pe cei care ies, suma lor algebrică este nulă

$$\sum_{nod} I_k = 0.$$

- Pe orice ochi al circuitului, suma algebrică a variațiilor de potențial este nulă (legea tensiunilor)

$$\sum_{ochi} \Delta V = 0.$$

- Potențialul unui nod oarecare poate fi obținut plecînd de la un nod cu potențialul cunoscut şi adunînnd (algebric) variațiile de potențial (tensiunile) porțiunilor de drum parcurse.

- Rezistoarele respectă legea lui Ohm

$$I = \frac{V_{amonte} - V_{aval}}{R}.$$

- Potențialul unui nod legat numai prin rezistoare la noduri cu potențialele $V_1, \ldots, V_M$ poate fi exprimat prin teorema Milman

$$V = \frac{\sum_{k=1}^{M} \frac{V_k}{R_k}}{\sum_{k=1}^{M} \frac{1}{R_k}}.$$

-Pentru ca intensitatea "citită" să fie pozitivă, curentul trebuie să intre în ampermetru pe la borna marcată cu +.

- Rezistența unui ampermetru clasic este invers proporțională cu valoarea corespunzătoare a capătului de scală; totuşi, pe orice scală, la deviația maximă, tensiunea pe aparat are aceeaşi valoare.

- Rezistența unui voltmetru clasic este direct proporțională cu valoarea corespunzătoare capătului de scală; totuşi, pe orice scală, la deviația maximă, curentul prin aparat are aceeaşi valoare.

- Rezistența unui voltmetru elecronic nu depinde de scala pe care se măsoară şi are valoare foarte mare (1-10 MΩ).

- Valoarea efectivă (RMS) a unei mărimi care variază periodic este egală cu radicalul din media pătratului ei; numai pentru o mărime care variază sinusoidal valoarea efectivă este $amplitudinea/\sqrt{2}$.

-Osciloscopul este, în esență, un voltmetru electronic; el permite vizualizarea evoluției în timp a tensiunii.

Termeni noi

-conductor ideal (fir) conductor cu rezistenţă electrică nulă, fără inductanţă sau capacitate;

-rezistor ideal dispozitiv de circuit care respectă exact legea lui Ohm;

-masă (ground) nod al unui circuit la care potenţialul este considerat zero, prin convenţie;

-generator (element activ) element de circuit care, în cazul considerat, converteşte o energie neelectrică în energie electrică, transferată circuitului;

- consumator (element pasiv) element de circuit care, în cazul considerat, converteşte energia electrică primită de la circuit în altă formă de energie (de multe ori termică);

-dipol element de circuit cu două borne de acces;

-regim de curent continuu (DC) starea unui circuit în care potenţialele şi curenţii nu mai variază în timp;

-caracteristică statică dependenţa funcţională curent-tensiune, pentru diferitele regimuri de curent continuu;

-ampermetre (voltmetre) clasice aparate de măsură cu ac indicator, bazate pe interacţia curentului cu un cîmp magnetic;

-aparat de măsura analogic aparat de măsură la care informaţia este afişată prin deplasarea continuă, proporţională cu valoarea măsurată a unui ac sau altui element indicator (de exemplu, spot luminos);

-multimetru (avohmetru) clasic aparat de măsură clasic, care permite măsurarea, pe diferite scale de sensibilitate, a tensiunilor, curenţilor şi rezistenţelor;

-voltmetru electronic aparat de măsură, de rezistenţă foarte mare, bazat pe amplificarea electronică a tensiunii măsurate;

- multimetru digital aparat de măsură electronic, cu afişaj digital (numeric), care permite măsurarea, pe diferite scale de sensibilitate, a tensiunilor, curenţilor şi rezistenţelor;

-regim sinusoidal (AC) starea unui circuit în care toate potenţialele şi toţi curenţii variază sinusoidal în timp, cu diferite amplitudini şi faze;

-bază de timp bloc funcţional al uni osciloscop care comandă baleierea automată a spotului, pentru a afişa evoluţia temporală a tensiunii investigate;

-sincronizare (trigerare) începerea baleierii la un anumit moment, cu poziţie fixă în cadrul perioadei semnalului afişat, pentru ca diferitele treceri ale spotului, prin mediere, să conducă la o imagine stabilă;

-cuplaj în curent continuu (DC) conectare printr-un conductor (ideal) care permite să treacă componentele de orice frecvenţă, inclusiv componenta de curent continuu;

- cuplaj în curent alternativ (AC) conectare printr-un condensator care "blochează" componenta continuă (de frecvenţa nulă) dar permite să treacă toate celelalte frecvenţe; semnalele sinusoidale cu frecvenţa mai mică decît frecvenţa de tăiere sunt atenuate, cu atît mai mult cu cît frecvenţa lor e mai mică.

Probleme rezolvate

Problema 1. Pentru un anumit dipol (diodă semiconductoare) trebuie să se traseze experimental caracteristica statică $I = f(U)$. Curentul va fi modificat în domeniul 0, ... ,10 mA şi se ştie că, în aceste condiţii, tensiunea pe dispozitiv va fi între zero şi 0.8 V. Curentul şi tensiunea vor fi măsurate cu multimetre clasice identice, care au marcată pe cea mai sensibilă scală indicaţia 50 μA / 100 mV. Să se discute, din punctul de vedere al erorii de măsură, cele două configuraţii posibile, "amonte" şi "aval" din Fig. 1.27 şi să se decidă care trebuie utilizată.

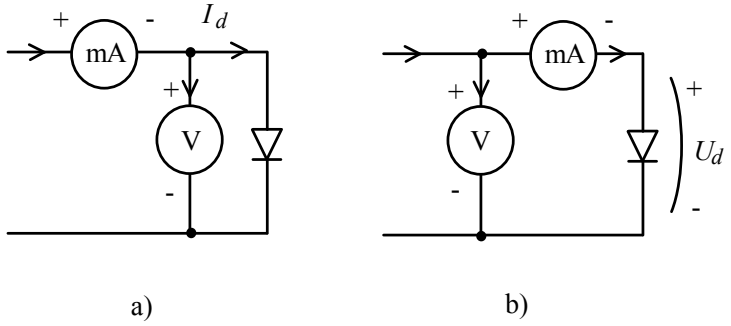


Fig. 1.27. Montarea aparatelor de măsură pentru trasarea caracteristicii statice a unei diode.

Rezolvare

Este evident că în circuitul din desenul a) miliampermetrul nu măsoară ceea ce dorim noi ci **suma dintre curentul prin diodă şi curentul prin voltmetru** pe cînd în circuitul din desenul b) voltmetrul este cel care se păcăleşte, indicînd **suma dintre tensiunea pe diodă şi tensiunea pe miliampermetru,**. În care din cele două situaţii eroarea relativă este mai mică ?

Pentru a răspunde la această întrebare prima tentaţie ar fi să calculăm rezistenţele aparatelor de măsură pe scalele pe care le utilizăm şi să le comparăm cu ...., cu ce ? Dioda nu respectă legea lui Ohm şi **nu este carcaterizată de o rezistenţă.** Ne amintim însă că, pe orice scală ar fi, pentru o deviaţie completă, voltmetrul necesită aceeaşi valoare de curent (rezistenţele adiţionale i-au fost adăugate **în serie** !). Rezultă că dacă vrem să citim ceva pe cadranul voltmetrului din desenul a) (dacă nu vrem, trecem voltmetrul pe scala de 100 V şi acul nu se va mişca practic de la zero), prin el va trebui să treacă un curent ordinul a 50 μA (capătul de scală). Este mult faţă de curentul prin diodă pe care vrem, de fapt, să-l măsurăm ? Acesta, ne spune textul problemei, va fi între 0 şi 10 mA. Chiar dacă dorim să desenaţi un grafic excepţional, scala sa verticală va fi tot între zero şi 10 mA; eroarea de 50 μA reprezintă 0.5 % din valoarea sa; la un desen de 10 cm veţi avea o eroare de 0.5 mm, de grosimea minei de creion cu care desenaţi graficul.

Să vedem ce se întîmplă în cazul circuitului din desenul b); dacă dorim să citim ceva pe scala miliampermetrului acul trebuie să devieze iar pe miliampermetru să cadă o tensiune de ordinul a 100 mV (exact 100 mV la capătul de scală). Tensiunea pe diodă este însă de cel mult 0.8 V, aceasta înseamnă că la măsurărea făcută la curentul maxim de 10 mA, vom avea o eroare relativă asupra tensiunii de $0.1\ \text{V}/0.8\ \text{V}$ adică de 12.5 % !

Concluzia este evidentă: în această situaţie concretă trebuie să preferăm montajul din desenul a) cu voltmetrul montat "în aval", acesta asigurîndu-ne o eroare de metodă mai mică de 0.5 % din valoarea capătului de scală al graficului, cu siguranţă mai mică chiar decît eroarea de măsură pe care fabricantul o garantează pentru multimetrul (uzual 1 % pentru cele profesionale). Numai dacă vom dori să investigăm comportarea diodei la valori mult mai mici ale curentului, trecînd miliampermetrul pe scala corespunzătoare, va trebui să efectuăm **corecţia de voltmetru,** scăzînd din valoarea indicată de miliampermetru curentul U_d / R_v prin voltmetru; această corecţie va fi sigur ≤ 50 μA.

Problema 2. Un circuit electronic este alimentat de la o singură sursă de tensiune continuă, de valoare V_{alim}, legată cu minusul la masă şi în el se stabileşte un regim de curent continuu (potenţialele şi curenţii nu variază în timp). Arătaţi că, **în absenţa altor generatoare de energie, nici un nod nu poate avea potenţialul mai mic decît zero (potenţialul masei) sau mai mare decît** V_{alim}.

Rezolvare

Alegem un nod oarecare A, care este legat de alte N noduri, cu potenţialele $V_1,\ldots,V_N$, prin elemente de circuit cu două borne (dipoli), aşa cum se vede în Fig. 1.28. Presupunem, mai întîi, că potenţialul V_A este mai mare decît cel mai mare dintre potenţialele $V_1,\ldots,V_N$, pe care îl vom numi $V_{\max}$. Cum toţii dipolii sunt **consumatori de energie**, curenţii circulă prin ei de la potenţial ridicat la potenţial coborît, adică **toţi curenţii ies din nodul A.** Aceasta este o situaţie imposibilă pentru că încalcă legea I a lui Kirchhoff: suma curenţilor care ies trebuie să fie egală cu suma curenţilor care intră. Rezultă, în consecinţă, că **potenţialul nodului A este obligatoriu mai mic decît** $V_{\max}$. (prin condiţia ca toţi dipolii să fie consumatori de energie am eliminat şi posibilitatea ca nodul A să fie scurtcircuitat la nodul cu potenţialul $V_{\max}$).

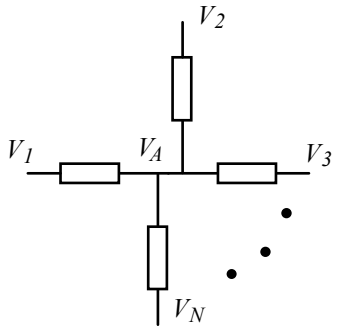


Fig. 1.28.

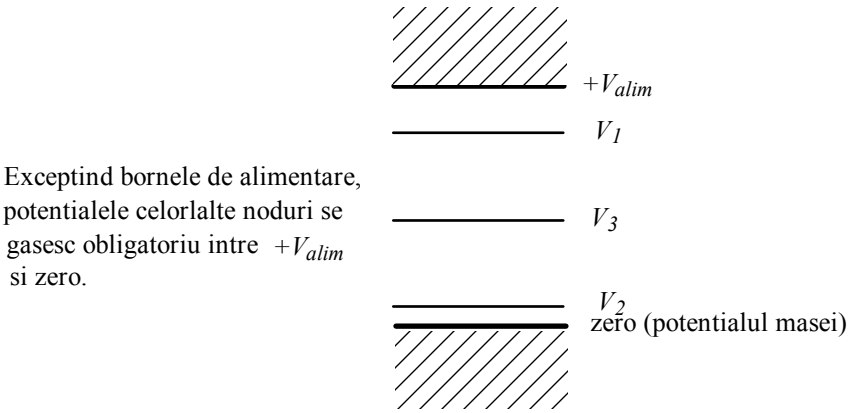


Fig. 1. 29. Diagrama potenţialelor într-un circuit alimentat de la o singură sursă de tensiune continuă, conectată cu borna minus la masă.

În mod asemănnător, se arată că potenţialul nodului A este mai mare decît $V_{\min}$, cel mai mic dintre potenţialele $V_1,\ldots,V_N$. Avem în circuit două noduri speciale: masa, cu potenţialul zero, şi linia de alimentare cu potenţialul V_{alim}; între ele este conectat singurul generator de energie disponibil. Orice alt nod (care nu este scurtcircuitat la masă sau alimentare) este conectat **numai prin consumatoare de energie**. El nu poate avea, conform rezultatului anterior, decît un potenţial cuprins în intervalul $(0;\ V_{\text{alim}})$, aşa cum se poate observa pe diagrama potenţialelor din Fig. 1.29.

Probleme propuse

P 1.1. În circuitul din Fig. 1.30, stabiliți, acolo unde se poate, sensurile curenților şi polaritățile tensiunilor pe rezistoare. Pentru aceasta, utilizați rezultatul problemei rezolvate de la Cap. 1 şi faptul că tranzistorul este un consumator de energie.

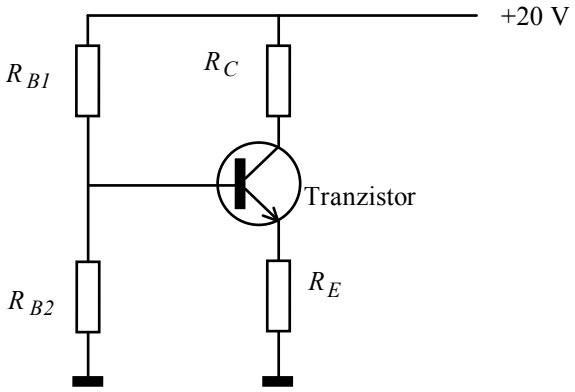


Fig. 1.30

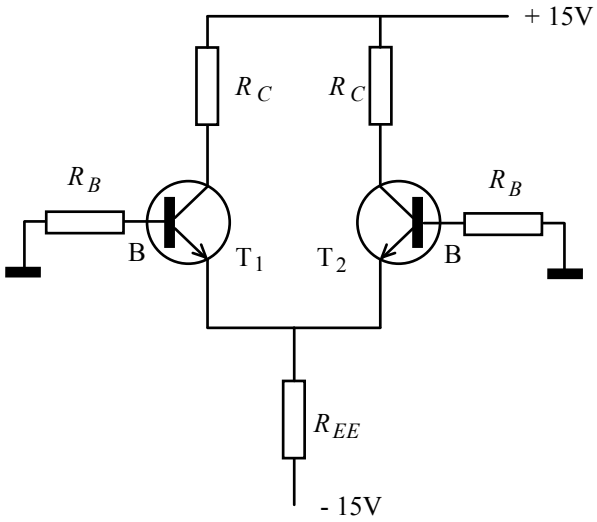


Fig. 1.31

P 1.2. Efectuați aceeaşi operație pentru circuitul din Fig. 1.31.

P 1.3. În circuitul din Fig. 1.32 potențialele (de curent continuu) ale nodurilor sunt încadrate în dreptunghiuri, aşa cum le veți găsi şi în schemele profesioniştilor; tot ca acolo, la valorile rezistențelor s-a omis simbolul Ω. Aveți suficiente informații ca să calculați intensitățile tuturor curenților şi, în plus, valoarea rezistenței necunoscute. Nu uitați să treceți pe schemă **sensurile** curenților, altfel valorile calculate nu au nici o semnificație.

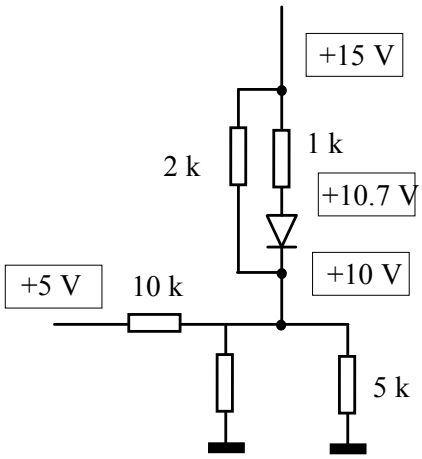


Fig. 1.32.

P 1.4. Subcircuitul din Fig. 1.33 este conectat cu exteriorul **doar prin conductoarele numerotate 1...N** şi in el se stabileşte un regim de curent continuu**.** Cunoaşteți toate potențialele față de masă ale acestor conductoare, $V_1 ... V_N$, precum şi intensitățile curenților $I_1 ... I_N$.

a) Calculați puterea electrică totală pe care o primeşte subcircuitul din exterior, prin curenții $I_1 ... I_N$. Sugestie: separați curenții în două categorii (care intră în subcircuit şi care ies din subcircuit) şi gîndiți-vă că sarcinile electrice au o anumită energie potențială într-un cîmp electrostatic.

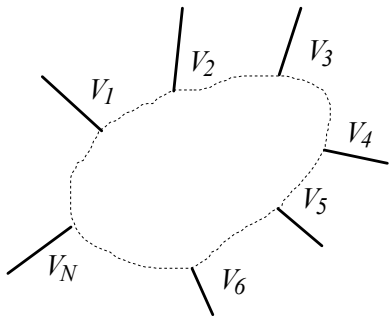


Fig. 1.33.

b) Reformulați expresia puterii primite de subcircuit considerînd intensitățile mărimi algebrice, pozitive cînd curentul intră în subcircuit.

c) Verificați că expresia pe care ați găsit-o produce aceeaşi valoare a puterii primite şi dacă măsurați potențialele față de alt punct de referință.

P 1.5. Expresia pe care aţi găsit-o la problema precedentă reprezintă puterea primită de subcircuit sau puterea totală disipată de componentele subcircuitului ? Cînd sunt egale aceste puteri ? Verificaţi pe cazul particular al unui subcircuit constituit dintr-un rezistor legat în serie cu o sursă ideală de tensiune.

P 1.6. Calculaţi puterea disipată de tranzistorul din Fig. 1.34, utilizînd expresia dedusă la problema P 1.4 (tranzistorul nu conţine generatoare de energie electrică). Nu uitaţi de legea I a lui Kirchhoff.

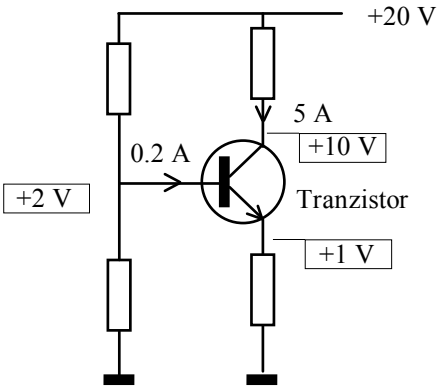


Fig. 1.34.

P 1.7. Utilizaţi teorema Milman pentru calcularea potenţialului produs de **divizorul rezistiv**, prezentat în Fig. 1. 35, în punctul A.

. **P 1.8.** Demonstraţi teorema Milman folosind **teorema superpoziţiei**, valabilă pentru **circuite liniare:**

-alegeţi un nod oarecare "*k*" din cele 1..*N* noduri adiacente şi consideraţi că potenţialele tuturor celorlalte noduri adiacente sunt nule (acele noduri sunt legate la masă);

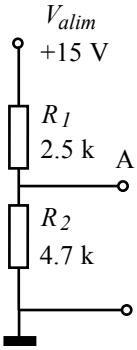


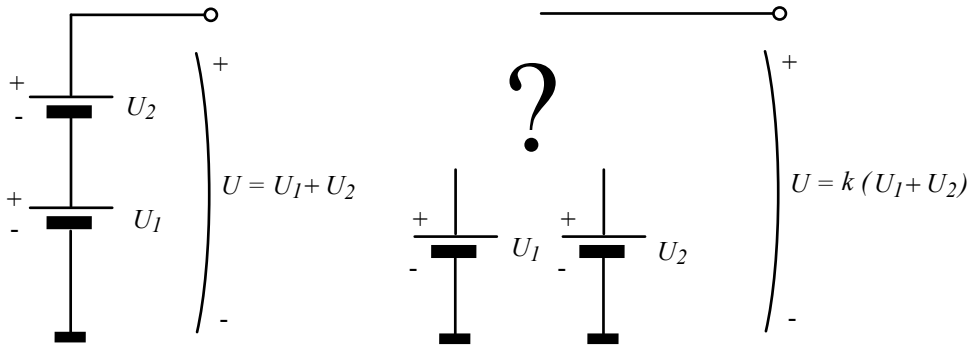
Fig. 1. 35.

-redesenaţi circuitul calculînd rezistenţa echivalentă a grupării serie şi descoperiţi un divizor rezistiv;

-calculaţi potenţialul nodului în această situaţie

- consideraţi că aţi aplicat acest procedeu de *N* ori, pentru fiecare nod adiacent, şi **adunaţi** rezultatele individuale.

P 1.9. Dacă aveţi **două surse de tensiune** şi doriţi ca potenţialul unui punct să fie proporţional cu **suma celor două tensiuni ale surselor**, cel mai simplu este să le conectaţi **în serie** (Fig. 1.36 a). De multe ori trebuie să rezolvăm această problemă în electronică (sumarea a două tensiuni) dar sursele care le produc **nu pot fi legate în serie** deoarece **ambele au cîte o bornă legată la masă**, ca în desenul b al figurii (în jargon se spune că nu sunt **flotante**). Imaginaţi-vă un circuit la care potenţialul unui nod să fie proporţional cu suma celor două tensiuni.



a) a)

Fig. 1.36.

P 1.10. În circuitul din Fig. 1.37 aveţi două surse de tensiune: una de tensiune continuă $U_1 = \text{constant}$ şi una de tensiune sinusoidală $U_2(t) = U_{2m}\sin(\omega t)$, condensatorul C avînd la frecvenţa ω o reactanţă neglijabilă faţă de rezistenţa R (se comportă ca un **scurtcircuit** la această frecvenţă). Calculaţi potenţialul nodului A. Indicaţie: utilizaţi teorema superpoziţiei, anulînd pe rînd cîte una dintre tensiunile surselor, şi calculaţi potenţialul cu teorema Milman.

Observaţie: Merită să reţineţi rezultatul acestei probleme deoarece ***în acest mod este aplicat semnalul care trebuie amplificat (****tensiunea variabilă)* ***la majoritatea amplificatorelor utilizate în electronică****.*

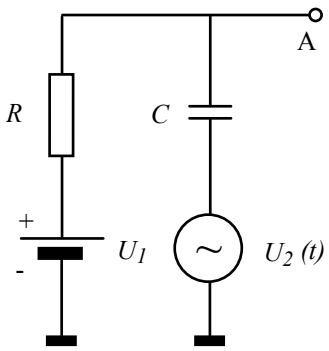


Fig. 1.37.

P 1.11.. Determinaţi potenţialul nodului B din Fig. 1.38 (baza tranzistorului) considerînd neglijabil curentul bazei (amintiţi-vă teorema Milman). Apoi recalculaţi acelaşi potenţial pentru un curent de bază de 50 μA. Comparaţi rezultatele şi decideţi dacă prima aproximaţie era rezonabilă.

P 1.12. În problema precedentă aţi investigat precizia aproximaţiei $I_B \cong 0$ prin comparaţia valorilor potenţialului bazei, calculat cu şi fără această aproximaţie. Aţi putea decide dacă este bună aproximaţia **fără să calculaţi potenţialul bazei ?** Gîndiţi-vă că un curent nu poate fi comparat decît cu un alt curent. Cu care ?

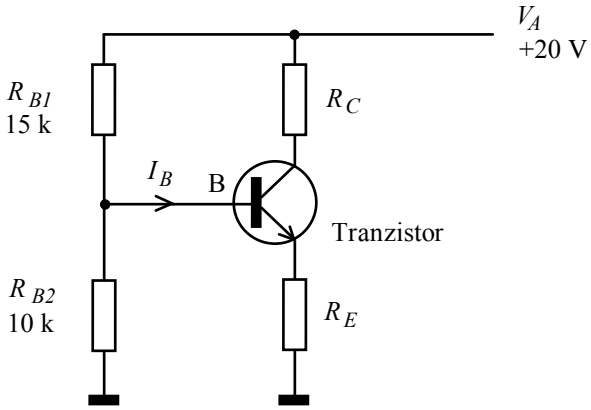


Fig. 1.38.

P 1.13. Comutatorul unui multimetru clasic este pe poziţia 0.3 V DC (curent continuu) iar cea mai sensibilă scală a sa poartă inscripţia 50 μA / 30 mV. Cînd acul are poziţia din Fig. 1.39

a) care este tensiunea la bornele voltmetrului ?

b) estimaţi curentul prin voltmetru;

c) cît este rezistenţa voltmetrului pe această scală ?

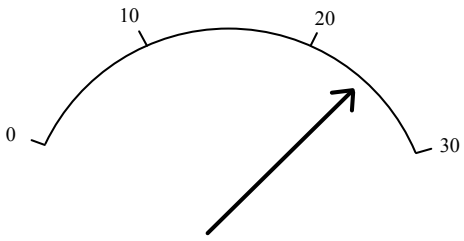


Fig. 1.39.

P 1.14. Forma de undă a unei tensiuni, aşa cum apare ea pe ecranul unui osciloscop, este cea din Fig. 1.40. Comutatoarele osciloscopului sunt pe poziţiile 0.2 V/div şi 5 ms/div iar linia de zero a fost reglată în prealabil să coincidă cu axa orizontala de la mijlocul ecranului. Determinaţi:

a) valoarea vîrf la vîrf a tensiunii;

b) amplitudinea ei (valoarea de vîrf);

c) perioada semnalului;

d) frecvenţa sa.

În final, arătaţi dacă **valoarea efectivă** este, în acest caz , amplitudinea $/\sqrt{2}$.

P 1.15. Intensitatea unui curent electric este o funcţie periodică şi are forma de undă din Fig. 1.41. Valoarea perioadei T este fixă dar se poate modifica raportul $\delta = T_1/T$, numit **factor de umplere (duty cycle)**.

a) calculaţi, în funcţie de valoarea de vîrf I_m şi factorul de umplere, **valoarea medie a curentului** I_{med}.

b) calculaţi, în funcţie de aceleaşi variabile, **valoarea efectivă a curentului**.

c) acum încercaţi ceva mai complicat: modificaţi valoarea factorului de umplere menţinînd constantă valoarea medie a curentului şi calculaţi cum depinde intensitatea efectivă de factorul de umplere.

Ultimul punct al problemei se referă la un caz întîlnit în practică la redresoarele alimentatoarelor:

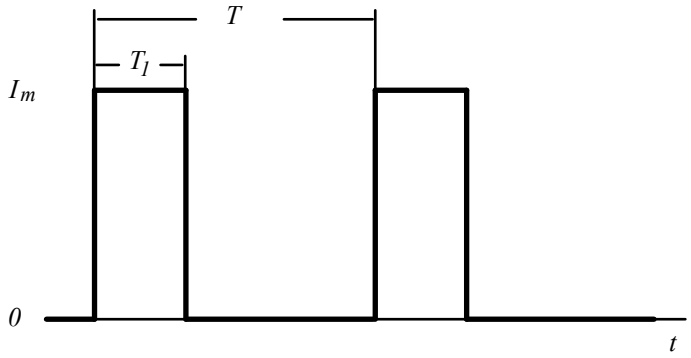


Fig. 1.41.

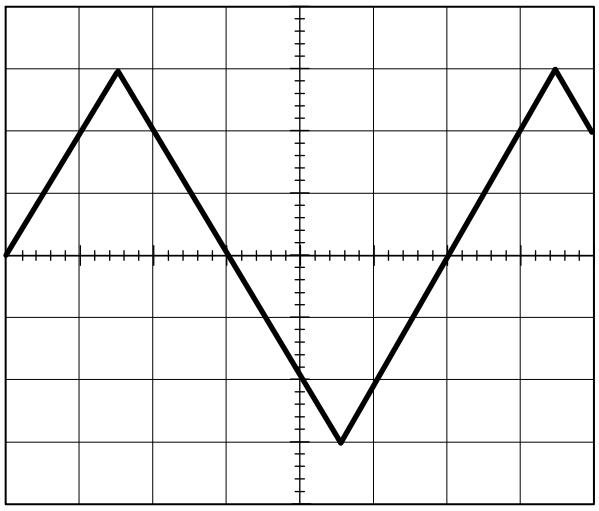


Fig. 1.40.

curentul mediu este constant (cel necesar consumatorului) dar este "extras" din secundarul transformatorului în pulsuri mai scurte sau mai lungi, dar care se repetă cu o frecvenţă fixă, dictată de frecvenţa reţelei.

Lucrare experimentală

Scopul acestor experimente este familiarizarea dumneavoastră cu modul de utilizare a aparatelor de măsură pe care le veţi folosi sistematic în experimentele ulterioare. Din acest motiv, trebuie să citiţi cu atenţie, **înainte de a vă prezenta în laborator**, descrierea **principiului lor de funcţionare**, prezentată în paginile anterioare, să înţelegeţi **problemele rezolvate** şi să rezolvaţi cu forţe proprii **problemele propuse**. Altfel, orele petrecute în laborator vor fi ore pierdute în care răsuciţi nişte butoane şi scrieţi nişte numere a căror semnificaţie vă scapă. Ca în gluma cu miliţienii care învăţau tabla înmulţirii cîntînd, veţi rămîne, în cel mai bun caz, cu amintirea unei melodii.

Acest mod de pregătire prealabilă a experimentelor din laborator este valabil pentru toate temele pe care le vom aborda în acest manual şi el va trebui să devină o obişnuinţă. Profesorii cu care veţi efectua lucrările practice vă vor ajuta în acet sens, acceptînd-vă în laborator numai dacă v-aţi pregătit corespunzător.

Experimentul 1. Măsurarea schimbului de putere electrică între două subcircuite (în curent continuu).

Va trebui să alimentaţi planşeta de la o sursă de alimentare cu tensiune continuă. Această sursă are o mulţime de borne, comutatoare, potenţiometre şi instrumente indicatoare. Scrieţi pe caiet tipul ei şi desenaţi panoul frontal cu toate elementele de control şi afişare. Întrebaţi, apoi, profesorul despre funcţia fiecărui element şi treceţi aceste informaţii pe caiet; veţi avea nevoie de ele la toate experimentele viitoare. În plus, trebuie să ştiţi că informaţiile de acest tip sunt nelipsite din orice manual de utilizare a unui aparat.

Alimentaţi acum planşeta, cu o tensiune între 10 şi 12 V, **respectînd polaritatea indicată pe planşetă**. Circuitul de pe planşetă constă din două subcircuite (blocuri) conectate între ele cu două conductoare ca în Fig. 1.42; unul dintre ele conţine şi sursa de alimentare pe care aţi conectat-o. Cele două noduri ale conductoarelor au fost notate cu A şi B; unul din conductoare este legat fix, celălalt trebuie să-l conectaţi dumneavoastră, între două bornele A' şi A". Desenaţi-vă pe caiet schema din figura anterioară.

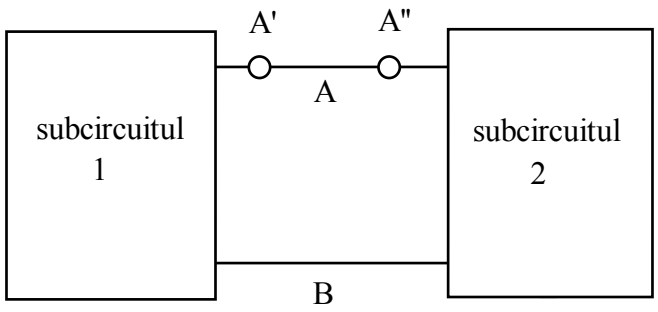


Fig. 1.42.

Aparatul de masură pe care îl veţi folosi este un multimetru clasic (analogic), care poate fi utilizat atît ca voltmetru cît şi ca ampermetru; nu ne vom pune, deocamdată, problema modului în care el perturbă starea circuitului care trebuie investigat, lăsînd acest lucru pentru experimentul următor.

Determinaţi, mai întîi, **polaritatea tensiunii** dintre nodurile A şi B. Pentru a nu deteriora voltmetrul în cazul în care îl conectaţi invers şi acul se deplasează spe stînga, alegeţi la început o scală puţin sensibilă, să zicem 100 V. Conectaţi voltmetrul cu polaritatea la întîmplare, observaţi sensul deviaţiei acului şi **stabiliţi polaritatea tensiunii**. Notaţi acest lucru pe schema desenată pe caiet, punînd semnele + şi - .

Conectaţi acum voltmetrul cu polaritatea corectă. Măriţi sensibilitatea trecînd pe scale cu valori de capăt de scală mai mici, pînă cînd poziţia acului poate fi citită comod. Dacă măriţi prea mult sensibilitatea voltmetrului, acul va ieşi din scală în partea dreaptă şi aparatul se va deteriora. Notaţi-vă **pe schemă** valoarea tensiunii măsurate.

Trebuie acum să aflăm **sensul şi valoarea curentului** care circulă **între cele două blocuri** prin conductorul A. Pentru aceasta deconectăm aparatul de măsură de la circuit (fiind conectat ca voltmetru, deci în

paralel, deconectarea lui **nu afectează funcţionarea circuitului**. Apoi îl trecem pe funcţia de ampermetru, curent continuu, alegînd o scală puţin sensibilă (1 A capăt de scală). Pentru conectarea lui în circuit va trebui **să întrerupem circuitul** între bornele A' şi A", şi să intercalăm acolo ampermetrul. Desenaţi-vă pe caiet schema modificată, cu ampermetrul conectat. Dacă aţi nimerit polaritatea corectă acul va devia spre dreapta, dacă nu, va trebui să inversaţi legăturile la ampermetru. După ce l-aţi legat corect, treceţi pe simbolul său din schema pe care tocmai aţi desenat-o polarităţile bornelor. Din această informaţie, deduceţi **sensul curentului** şi desenaţi **săgeata** corespunzătoare pe schemă. În sfîrşit, alegeţi o scală adecvată pentru a măsura valoarea intensităţii şi notaţi-vă valoarea obţinută **pe schemă**. **Nu uitaţi niciodată unitatea de măsură, fără ea rezultatul nu are nici o semnificaţie**; utilizaţi **obligatoriu submultiplii** (μA sau mA) în locul notaţiei exponenţiale ($1.2 \cdot 10^{-4}$ A) sau a unora de genul 0.015 A sau 1200 μA. Cei care chiar lucrează electronică nu măsoară niciodată în 10^{-4} sau 10^{5} ci în pico, micro, mili, kilo, mega şi giga (după care urmează ohm, amper, watt sau volt).

Aveţi acum informaţiile necesare pentru a decide care bloc furnizează energie electrică şi care bloc primeşte energie electrică. Scrieţi această concluzie pe caiet. Calculaţi valoarea puterii electrice care este schimbată între cele două blocuri. Atenţie la **rezultatul calculului**, el **nu trebuie să aibă mai multe cifre semnificative decît valorile care au fost introduse în formulă**.

Cifrele semnificative se numără începînd cu prima cifră diferită de zero: 0.0120 are trei cifre semnificative, ca şi 34.5. Numărul lor determină precizia relativă cu care este dat rezultatul, de exemplu cu trei cifre semnficative nu puteţi avea o precizie mai bună de $1/999 \cong 0.1\%$ ***dar nici mai proastă de*** $1/100 = 1\%$**.**

Experimentul 2. Efectul rezistenţei interne a voltmetrului

Vom investiga, în acest experiment, modul în care un voltmetru perturbă starea circuitului în care este conectat. Pentru aceasta, alimentaţi, mai întîi, planşeta la o tensiune continuă cu valoarea undeva între 8 şi 10 V . Apoi vom conecta pe circuitul din Fig. 1.43, pe care îl găsiţi realizat pe planşetă, un voltmetru electronic, astfel încît să măsurăm tensiunea pe rezistenţa $R_2 = 100$ kΩ. Cum voltmetrul electronic are o rezistenţă internă de cel puţin 5 MΩ (de 50 de ori mai mare decît valoarea lui R_2), putem considera că el nu perturbă starea circuitului.

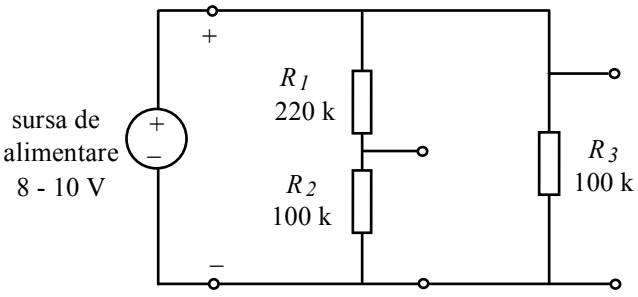


Fig. 1.43.

Dacă sunteţi foarte pretenţioşi, puteţi spune că valoarea tensiunii măsurate nu este mai mică decît cea existentă înainte de conectarea voltmetrului cu mai mult de $1/50 = 2\%$.

Citiţi valoarea tensiunii şi notaţi-o pe caiet. Alegeţi, apoi, pentru voltmetrul analogic (cu care aţi efectuat experimentul precedent) o scală adecvată pentru măurarea acestei tensiuni şi **calculaţi valoarea rezistenţei sale** pe **această scală**. Utilizaţi fie inscripţiile de pe cea mai sensibilă scală a sa (curent şi tensiune), fie constanta aparatului (în kΩ pe volt capăt de scală) care trebuie, de asemenea, să fie inscripţionată pe aparat. Estimaţi, acum, cît de mult va modifica tensiunea voltmetrul analogic cînd îl vom conecta la bornele rezistenţei R_2. Şi după ce aţi estimat şi aţi trecut rezultatul estimării pe caiet, legaţi

voltmetrul analogic în circuit, fără să-l deconectaţi pe cel electronic. Notaţi-vă cu cît a scăzut indicaţia **voltmetrului electronic** din cauza conectării celui analogic. Corespunde cu estimarea dumneavoastră ?

Aveţi acum două voltmetre care măsoară **exact aceeaşi tensiune**. Citiţi şi indicaţia celui analogic. Care dintre ele vă oferă o informaţie cu precizie mai bună ? Formulaţi concluzia în scris.

Vom repeta acum experimentul, măsurînd tensiunea pe rezistenţa $R_3 = 100\ \text{k}\Omega$, **de aceeaşi valoare** cu rezistenţa pe care am măsurat anterior tensiunea. Ce observaţi la conectarea voltmetrului analogic ? Încercaţi să găsiţi o explicaţie; dacă nu reuşiţi, întrebaţi profesorul. În orice caz, nu uitaţi s-o treceţi pe caiet.

Experimentul 3. Măsurarea tensiunilor periodice

Vom măsura acum tensiuni periodice, sinusoidale şi nesinusoidale**,** încercînd să utilizăm voltmetrul clasic (analogic), voltmetrul electronic şi osciloscopul.

Începem cu o tensiune sinusoidală. Alimentaţi planşeta introducînd ştecherul în priza; pe planşetă (Fig. 1.44) există un transformator care oferă între bornele A şi B o tensiune sinusoidală cu valoarea sub 50 V, deci nepericuloasă. Treceţi multimetrul clasic pe funcţia de tensiuni sinusoidale (**AC)** şi scala de 100 V şi determinaţi valoarea acestei tensiuni. Amintiţi-vă că, pentru tensiuni sinusoidale, aparatele indică **valoarea efectivă**; arătaţi acest lucru utilizînd unitatea de măsură V_{ef}. Măsuraţi acum aceeaşi tensiune cu voltmetrul electronic şi convingeţi-vă că şi el afişează tot valoarea efectivă.

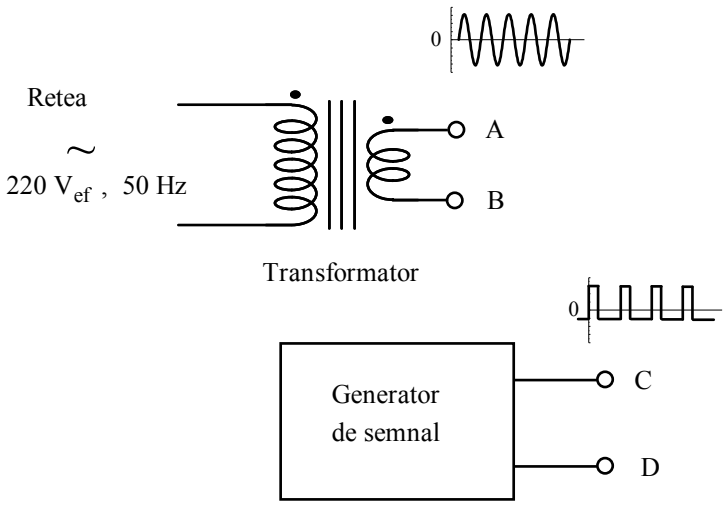


Fig. 1.44.

Vom măsura acum tensiunea între bornele A şi B cu osciloscopul (secundarul transformatorului, fiind izolat faţă de primar, este flotant faţă de pămînt şi, deci, puteţi conecta masa osciloscopului la oricare din borne). Porniţi aparatul, treceţi amplificatorul Y pe o poziţie puţin sensibilă (de exemplu, 1V pe diviziune) sincronizarea pe modul automat şi din potenţiometrul "Y position" încercaţi să aduceţi trasa pe ecran. Stabiliţi linia de zero la mijlocul ecranului şi **verificaţi funcţionarea canalului Y**, atingînd cu degetul firul central al sondei (**firul cald**, în jargon). Pe ecran va trebui să apară o formă de undă aproximativ sinusoidală cu frecvenţa de 50 Hz.

Aţi devenit, astfel, cel mai ieftin generator de semnal, generator cu care puteţi verifica osciloscopul (inclusiv continuitatea firului cald). Explicaţia stă în faptul că, fiind conductor împreună cu corpul dumneavoastră formează armătura unui condensator, cealaltă armătură fiind firul de "fază" al reţelei; deşi capacitatea acestuia este mică (cel mult cîţiva pF), curentul ($220\ V_{ef}$/reactanta*) este suficient pentru a produce deflexia spotului, deoarece rezistenţa de intrare a amplificatorului Y este foarte mare. Acelaşi lucru se întîmplă şi dacă atingeţi intrarea unui voltmetru electronic; numai că atunci, în loc să vedeţi o sinusoidă care va aduce aminte de cauza ei, veţi vedea nişte numere care pot să vă provoace confuzie.* ***Din acest motiv, firul cald este ecranat în interiorul sondei iar capătul său neecranat este foarte scurt.***

Conectaţi intrarea Y la bornele A şi B şi găsiţi poziţiile optime ale comutatoarelor de sensibilitate şi bază de timp, astfel încît să aveţi pe ecran imaginea a 2-3 perioade. Dacă nu reuşiţi, nu dezarmaţi imediat,

osciloscopul este un aparat complex şi obişnuinţa de a lucra cu el se capătă în timp. În cazul în care impasul se prelungeşte, cereţi ajutorul profesorului şi încercaţi să reţineţi modul în care procedează el.

După ce aţi obţinut o imagine stabilă, încercaţi să măsuraţi **valoarea vîrf la vîrf**; asiguraţi-vă, mai întîi, că potenţiometrul este pe poziţia "calibrat". Notaţi-vă valoarea măsurată, în unităţi V_{VV}. De aici calculaţi valoarea de vîrf (amplitudinea) şi, apoi, prin împărţire la $\sqrt{2}$, valoarea efectivă. Comparaţi-o cu valoarea obţinută cu ajutorul voltmetrelor.

Vom pune voltmetrele, în ceea ce urmează, la o încercare mai dură, încercînd să măsurăm o tensiune care este periodică dar **nu este sinusoidală**. Aceasta este una aproximativ dreptunghiulară, de medie nulă; este produsă de un **generator de semnal** care este construit pe planşetă şi alimentat din secundarul transformatorului. Tensiunea furnizată de acesta este disponibilă între bornele C şi D. Mai întîi vizualizaţi-o cu osciloscopul şi desenaţi-vă pe caiet forma ei (o idee bună este să faceţi mai întîi un caroiaj similar cu acela al ecranului). Apoi măsuraţi valoarea vîrf la vîrf, valoarea vîrfului negativ şi valoarea vîrfului pozitiv (verificaţi în prealabil poziţia liniei de zero). Din forma ei şi valorile măsurate, calculaţi valoarea efectivă ca radical din media pătratului. Cum forma este una dreptunghiulară, media se face uşor.

Acum să "măsurăm" aceeaşi tensiune (repetăm, de medie zero, deci fără componentă continuă) cu voltmetrul clasic, pe poziţia AC (curent alternativ). Este valoarea pe care o afişează voltmetrul clasic **tensiunea efectivă**, aşa cum se întîmpla în cazul tensiunii sinusoidale ? Sau poate este valoarea vîrfului pozitiv ? Sau a vîrfului negativ ? Sau a valorii vîrf la vîrf ?

Dezamăgiţi de voltmetrul clasic, ne punem speranţele în cel electronic. Este indicaţia lui egală cu a celui clasic ? Este indicaţia lui egală cu tensiunea efectivă, valoarea vîrfului pozitiv, a vîrfului negativ sau a valorii vîrf la vîrf ? Formulaţi o concluzie, notaţi-o pe caiet şi discutaţi-o cu profesorul. S-ar putea ca el să vă lămurească cum au ajuns voltmetrele la valorile pe care le afişează.

Experimentul 4. Adunarea unei tensiuni periodice cu o tensiune continuă

Rezolvînd problema P 1.10, aţi aflat cum putem aduna peste un nivel de tensiune continuă o tensiune alternativă sinusoidală. Acelaşi principiu îl putem aplica pentru o tensiune variabilă **nesinusoidală** dacă variază suficient de rapid (chiar şi cea mai mică frecvenţă din spectrul său trebuie să "vadă" condensatorul ca un scurtcircuit. Pe planşetă aveţi realizată o sursă de tensiune continuă a cărei valoare o puteţi regla de la un potenţiometru. Tensiunea produsă de ea este adunată cu tensiunea periodică dreptunghiulară pe care tocmai aţi studiat-o, ca în Fig. 1.45: sursa de tensiune continuă este legată prin rezistenţa R iar sursa de tensiune variabilă prin condensatorul C. Mai apare în plus rezistenţa R_S care reprezintă "consumatorul" sau **sarcina (load** în limba engleză), care beneficiază de suma celor două tensiuni.

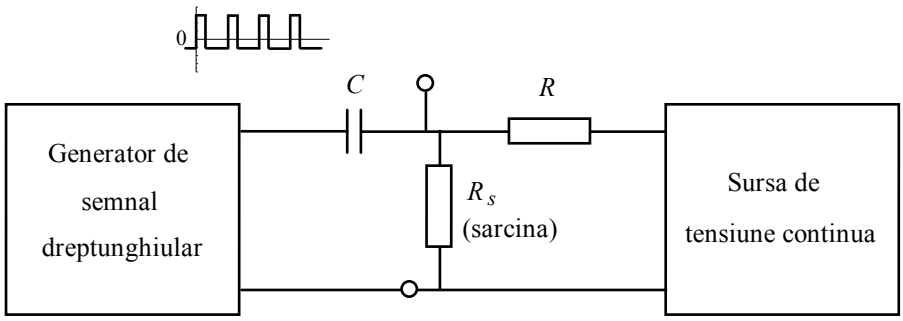


Fig. 1.45.

Verificaţi dacă intrarea Y a osciloscopului este cuplată în **curent continuu (DC)** şi vizualizaţi, pe rînd, tensiunile celor două surse, desenîndu-vă pe caiet formele de undă. Conectaţi apoi sonda la rezistenţa de

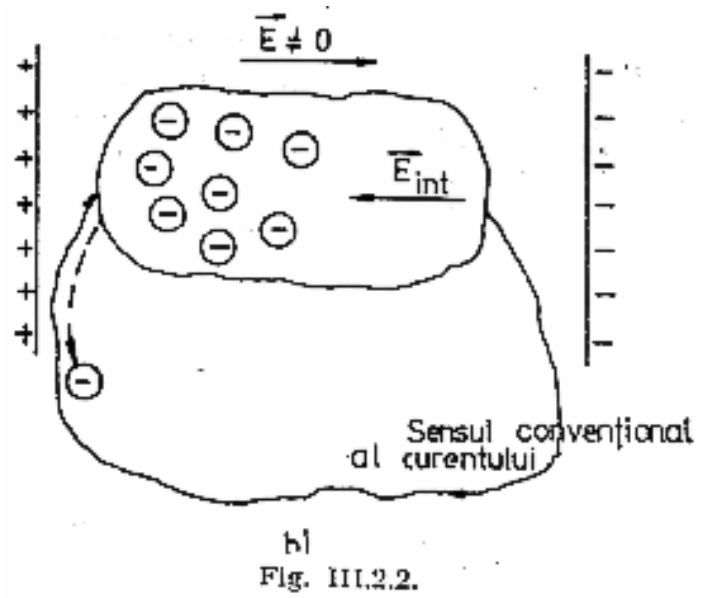
sarcină şi verificaţi că acolo tensiunea este suma tensiunilor celor două surse. Modificaţi apoi poziţia potenţiometrului sursei de tensiune continuă şi obsevaţi ce se întîmplă.

Ce s-ar fi întîmplat dacă am fi lăsat, din greşeală, intrarea Y a osciloscopului cuplată în "curent alternativ" (AC) ? Treceţi comutatorul pe această poziţie şi observaţi modificarea formei de undă la modificarea valorii sursei de tensiune continuă. Formulaţi, în scris, o concluzie.

Pagină distractivă

Deşi în cîteva cărţi excelente traduse în limba română[2,3] generatorul electric este prezentat într-o manieră corectă şi foarte intuitivă, în majoritatea manualelor de liceu sau universitare apărute la noi elementul central în descrierea funcţionării acestui dispozitiv continuă să fie "**cîmpul imprimat** (de acceleraţie, galvanic, termoelectric, fotovoltaic)"[4]. Am putea să ne întrebăm cam ce este cîmpul imprimat fotovoltaic, dar nu o facem. Deşi cîmpul imprimat este un concept corect pentru anumite tipuri de generatoare, utilizarea sa fără discernămînt poate conduce la confuzii, mai ales cînd se introduce "tensiunea electromotoare", deoarece **acest cîmp nu derivă dintr-un potenţial (nu este conservativ).** Din acest motiv, "tensiunea electromotoare" nu este o tensiune între două puncte (o diferenţă de potenţial) ci depinde de drumul particular parcurs.

Această formalizare excesivă poate ameţi chiar autori cu pretenţii, care în efortul lor de a ne explica cum funcţionează un generator electric, scriu lucruri absolut năzdrăvane, ca în "Compediu de Fizică", Ed. Ştiinţifică şi Enciclopedică, 1988. Astfel, putem citi acolo că "... pe circuitul volum cu sarcini-conductor exterior se stabileşte un curent electric continuu....Pentru a-l menţine avem nevoie, în primul rînd, de un rezervor de sarcină, iar în al doilea rînd, de un cîmp electric aplicat din exterior." De ce fel de cîmp electric aplicat din exterior (adică de unul care să aibă nenulă integrala de drum pe conturul închis al circuitului) nu ni se spune. Ni se oferă, însă, desenul edificator prezentat mai jos. **Cîmpul exterior (imprimat) este produs cu un condensator încărcat !** Toţi ar trebui să ştim că un asemenea cîmp este conservativ**.**



b)

Fig. III.2.2.

Un aşa generator ne-am dori fiecare. Din păcate există un mic impediment: legea conservării energiei.

---

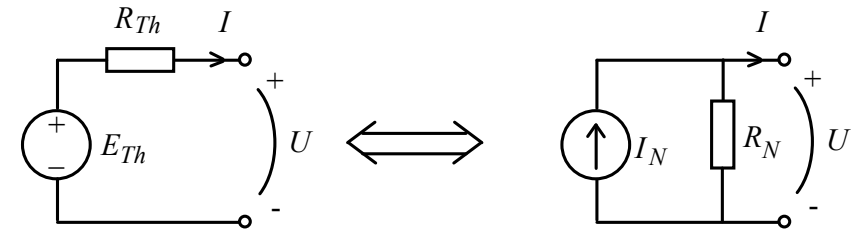
[2]Edward M. Purcell, "Electricitate şi magnetism, Cursul de fizică Berkeley, vol. II", Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1982.

[3] F.W. Sears, M.W. Zemansky, H.D. Young, "Fizică", Ed. Didactică şi Pedagogică, 1983.

[4]Fizică, Manual pentru clasa a X-a, Ed. Niculescu, 2000, Aprobat de Ministerul Educaţiei Naţionale.

CAPITOLUL

Surse de tensiune şi surse de curent



$U = E_{Th} - I R_{Th}$ **Thévenin**

$\frac{E_{Th}}{R_{Th}} = I_N = I_{sc}$

$R_{Th} = R_N$

$I = I_N - U/R_N$ **Norton**

A. Surse de tensiune 38

B. Reprezentarea Thévenin 41

C. Sursa ideală de curent; reprezentarea Norton 42

D. Rezistența echivalentă 45

E. Divizorul rezistiv 46

Problemă rezolvată 50, probleme propuse 52

Lucrare experimentală 55

A. Surse de tensiune

Un generator de energie electrică determină existența unui curent electric staționar pentru că menține la bornele sale o diferență de potențial, în interiorul său curentul fiind "forțat" să treacă de la potențial coborît la potențial ridicat, aşa cum se vede în desenul din Fig. 2.1. Ce se întîmplă însă cu tensiunea de la bornele sale dacă se schimbă intensitatea curentului prin circuit datorită modificării circuitului extern ?

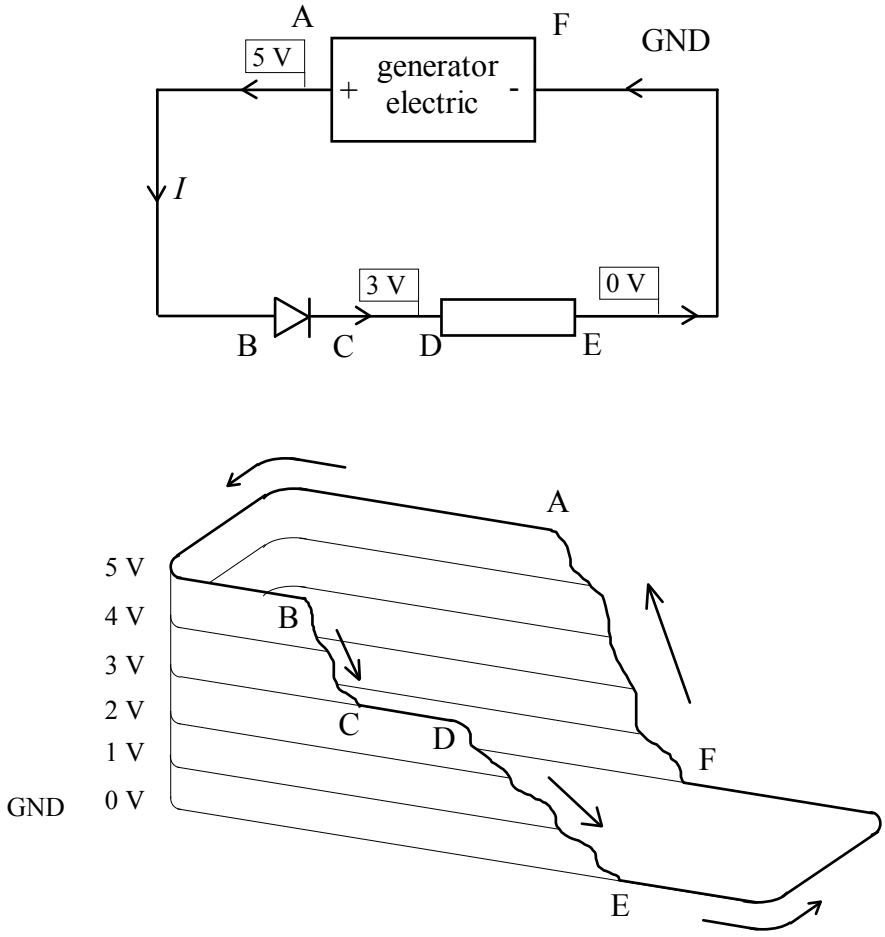


Fig. 2.1. Evoluția potențialului de-a lungul unui circuit electric.

Generatoarele reale se comportă în moduri diferite, după structura lor internă, principiul de funcționare şi condițiile externe în care operează. La unele dintre ele, modificarea tensiunii la borne este neglijabilă pentru variații mari ale curentului furnizat. Aceasta a condus la introducerea unui element de circuit (model ideal), numit sursă ideală de tensiune:

tensiunea la bornele unei surse ideale de tensiune este independentă de curentul care o străbate

(adică de circuitul extern). În particular, dacă se face un scurtcircuit (rezistență nulă) la bornele sale, curentul debitat devine infinit.

Pentru sursa ideală de tensiune se utilizează simbolurile din Fig. 2.2; în lucrările de teoria modernă a circuitelor şi majoritatea manualelor şi articolelor contemporane se foloseşte simbolul din desenul a). Un alt simbol des utilizat este cel din desenul b), care aminteşte de o baterie de elemente galvanice. Simbolul din desenul c) este cel recomandat de standardul european DIN dar este extrem de rar utilizat. De cele mai multe ori, pentru simplitate, în schemele electronice se obişnuieşte să nu se mai deseneze sursele de alimentare, aşa cum sunt ele legate, cu o bornă la masă, ci se desenează simbolul din Fig. 2.2 d) la nodurile unde sunt legate aceste surse, arătîndu-se astfel că potenţialul acestora este menţinut constant la valoarea $+V$ (faţă de masă); frecvent, nici cerculeţul nu se mai desenează, scriindu-se doar potenţialul la care este menţinut nodul respectiv. Noi vom utiliza sistematic simbolurile din desenele a) şi d).

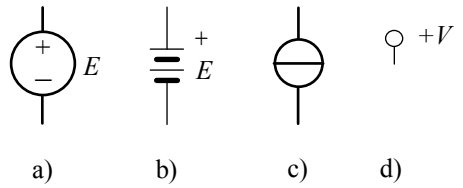


Fig. 2.2. Simboluri pentru sursa ideală de tensiune.

Faptul că tensiunea la bornele sursei de alimentare nu depinde de intensitatea curentului este o proprietate esenţială în aplicaţiile practice. O treime din apartamentele unui cartier sunt alimentate de la aceeaşi sursă; imaginaţi-vă ce s-ar întîmpla dacă tensiunea de la priză ar scădea chiar şi numai cu o zecime de volt pentru o variaţie de 1 A a curentului total (fiecare apartament poate contribui la aceasta variaţie cu cantitate între zero şi cîteva zeci de amperi).

Deşi conceptul de sursă ideală de tensiune a apărut la început pentru modelarea generatoarelor galvanice, ***nu trebuie să numiţi tensiunea de la bornele sale tensiune electromotoare****. Sursa ideală de tensiune este un concept mult mai general şi este utilizat, de exemplu, pentru modelarea unei diode semiconductoare în zona de străpungere inversă unde, oricît ne-am strădui, nu putem găsi nici urmă de tensiune electromotoare sau contraelectromotoare. Nici măcar la sursele de alimentare profesionale, care se apropie foarte mult de sursa ideală de tensiune, nu puteţi vorbi de valoarea tensiunii* ***electromotoare*** *de la borne, factura de la compania de electricitate va arăta cu totul altceva.*

Sursa ideală de tensiune controlează numai ***tensiunea la bornele sale****, curentul este determinat de restul circuitului şi poate avea oricare dintre cele două sensuri posibile. Sursa ideală de tensiune poate funcţiona, astfel, atît ca* ***generator de energie electrică*** *cît şi ca un* ***consumator de energie electrică****. Faptul că o numim în continuare sursă nu trebuie să vă mire, trebuie să aibă şi ea un nume, aşa cum ascensorului îi spuneţi ascensor şi cînd coborîţi cu el.*

Electronica modernă poate realiza aparate numite **surse de alimentare** (**power supply** în limba engleză) a căror tensiune la borne să sufere variaţii fracţionare infime (10^{-5} este o valoarea obişnuită), apropiindu-se astfel de aceea a sursei ideale de tensiune. Această comportare este, însă, întodeauna limitată la un anumit domeniu de intensităţi. Există, astfel, un **curent maxim** admis, dincolo de care sursa de alimentare încetează să mai păstreze constantă tensiunea, fie limitînd curentul, fie întrerupîndu-l, pentru a se proteja. În Fig. 2.3 puteţi vedea comportarea unei astfel de surse de alimentare, desenată cu linie groasă, în comparaţie cu cea a unei surse ideale, trasată cu linie subţire.

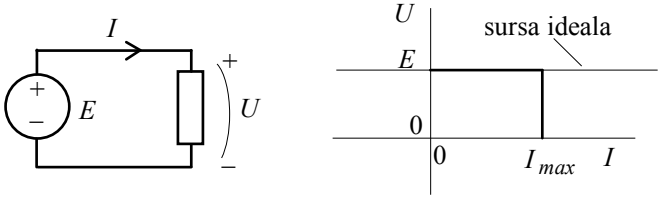


Fig. 2.3. Caracteristica tensiune-curent a unui alimentator electronic.

Un alt aspect important la o sursă de alimentare este comportarea la schimbarea sensului curentului, atunci cînd se leagă în circuitul extern o altă sursă cu tensiunea mai mare, în opoziție cu ea. De exemplu, în această situație, sursele de alimentare electronice, dacă nu se distrug, încetează să se mai comporte ca surse ideale, cel mai adesea nepermițînd trecerea curentului.

Comportarea multor surse de alimentare reale nu se apropie de aceea a sursei ideale de tensiune şi, adesea, acest lucru nici nu este necesar. Tensiunea la bornele lor are o valoare maximă atunci cînd sunt operate **în gol** (curent nul) şi dar valoarea tensiunii scade la creşterea curentului. De cele mai multe ori, această dependență este **liniară** (de gradul întîi)

$$U = U_{gol} - R_{int} \cdot I \tag{2.1}$$

unde constanta R_{int} trebuie să aibă dimensiune de rezistență electrică. Relația precedentă, reprezentată grafic în Fig. 2.4 a), permite modelarea unei astfel de surse **liniare** cu o sursă ideală de tensiune în serie cu un rezistor a cărui valoare se spune că este **rezistența internă** a sursei (Fig. 2.4 b). Acest rezistor **nu există fizic în interiorul sursei**, el doar modelează scăderea tensiunii la borne care poate avea şi alte cauze decît rezistența electrică a circuitului intern.

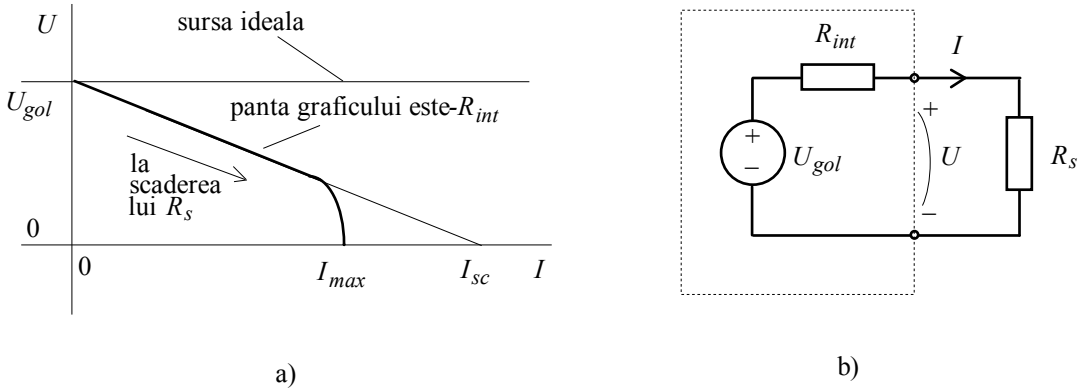


Fig. 2.4. Caracteristica tensiune-curent a unui generator cu comportare liniară.

Schema din desenul b) **modelează numai dependența** $U(I)$ şi, corespunzător, **schimbul de energie între generator şi restul circuitului**; ea nu spune nimic despre bilanțul energetic intern al generatorului, adică despre energia neelectrică ce este convertită în energie electrică; tensiunea U_{gol} **nu trebuie privită ca o tensiune electromotoare care ar rămîne constantă**, pentru că scăderea tensiunii la borne din desenul a) poate fi produsă inclusiv de scăderea tensiunii electromotoare la creşterea curentului. S-ar putea obiecta că la regimul de gol tensiunea electromotoare chiar este egală cu U_{gol}, dar acest lucru este complet neinteresant deoarece nu am cumpărat sursa de alimentare ca să o ținem în dulap în regim de gol şi să putem spune fericiți "acum suntem siguri că tensiunea electromotoare este 4.5 V".

Valoarea rezistenței interne se poate determina din valoarea **curentului de scurtcircuit** (la $U = 0$)

$$I_{sc} = \frac{U_{gol}}{R_{int}}, \tag{2.2}$$

dar în practică acest curent este rareori măsurabil direct, deoarece **sursele reale încetează să se comporte liniar la valori mari ale curentului.**

Strict vorbind, nici un circuit electronic nu se comportă, nici măcar pe un domeniu limitat de curent, exact ca o sursă ideală de tensiune, prezentînd o anumită rezistenţă internă nenulă. Dacă aceasta este foarte mică, pentru **dispoztivul real** se utilizează denumirea de **sursă de tensiune**. De multe ori, acolo unde nu există pericol de confuzie, vom numi, pentru simplificarea exprimării, chiar şi sursa ideală de tensiune, sursă de tensiune.

Nu trebuie să rămînem cu impresia că toate sursele de alimentare sunt liniare. În Fig. 2.5 este reprezentată dependenţa tensiunii pentru un generator fotoelectric (fotocelulă sau fotodiodă). Deşi putem vorbi despre tensiune în gol şi curent de scurtcircuit, dependenţa nu este liniară şi dispozitivul **nu poate fi modelat** cu o rezistenţă internă, ca în paragrafele precedente.

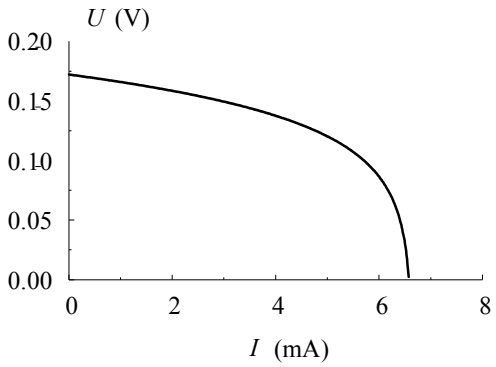


Fig. 2.5. Caracteristica tensiune-curent a unui fotoelement.

B. Reprezentarea Thévenin

În scrierea relaţiei (2.1) nu a intervenit în nici un fel faptul că circuitul pe care îl descrie era o sursă de alimentare. Singura condiţie impusă a fost ca circuitul să se comporte **liniar**: aceasta înseamnă că reprezentarea printr-o sursă ideală de tensiune în serie cu un rezistor este valabilă pentru orice circuit liniar accesibil la două borne (Fig. 2.6), rezultat ce este cunoscut ca t**eorema Thévenin**.

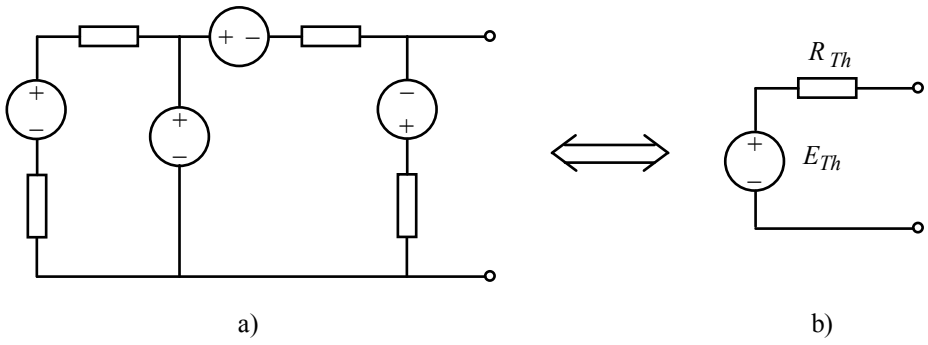


Fig. 2.6. Reprezentarea Thévenin a unui circuit liniar, accesibil la două borne.

Formulată mai întîi în 1853 de către Hermann von Helmholtz într-un articol despre "electricitatea animală" , teorema a fost redesoperită 30 de ani mai tîrziu, în 1893, de către inginerul francez Leon Charles Thévenin care lucra în domeniul telegrafiei. Demonstraţia simplă dată de Thévenin şi utilizatea ei de către acesta în descrierea circuitelor complicate pe care începea să le utilizeze telegraful electric a făcut ca teorema să poarte numelui lui.

Utilitatea teoremei este dată de faptul că **un circuit**, oricît de complex, **alcătuit numai din elemente liniare, este la rîndul său liniar**, deci poate fi echivalat cu o sursă ideală de tensiune şi un rezistor. Într-adevăr, oricît am complica circuitul din Fig. 2.6 a), prin adăugarea de surse ideale de tensiune şi rezistoare, el nu poate face **în exteriorul său** decît ceea ce face circuitul său echivalent din desenul b) al

aceleiaşi figuri; orice efort de modificare a circuitului nu produce decît schimbarea celor două mărimi fizice care îi descriu funcţionarea, tensiunea şi rezistenţa Thévenin.

Conform celor spuse anterior, **tensiunea Thévenin E_{Th} este chiar tensiunea în gol** iar curentul de scurtcircuit între borne este E_{Th}/R_{Th}. Vom vedea mai tîrziu cum se determină în practică rezistenţa Thévenin. Acum să ne întrebăm de ce este util să cunoaştem această rezistenţă. Răspunsul este simplu: pentru că circuitul nu este operat niciodată în regim de gol, ci prin conectarea unei rezistenţe de sarcină, a cărei valoare se poate modifica în timpul funcţionării. În acest caz, tensiunea la borne nu va fi tensiunea E_{Th} (de mers în gol) ci

$$U = E_{Th}\frac{R_s}{R_s + R_{Th}}. \qquad (2.3)$$

Dacă, de exemplu, rezistenţa de sarcină este egală chiar cu rezistenţa Thévenin, vom obţinem la borne numai jumătate din tensiunea măsurată în gol iar, la variaţia sarcinii, variaţia relativă a tensiunii pe sarcină va fi $\frac{dU}{U} \cong \frac{dR_s}{R_s}$. În cazul în care rezistenţa de sarcină va fi de zece ori mai mare decît rezistenţa Thévenin, tensiunea la borne va fi aproximativ egală cu tensiunea în gol (de fapt $1/1.1 \cong 0.91$ din aceasta). La variaţia rezistenţei de sarcină, variaţia relativă a tensiunii la borne va fi acum $\frac{dU}{U} \cong \frac{1}{10}\frac{dR_s}{R_s}$, de zece ori mai mică decît înainte.

C. Sursa ideală de curent; reprezentarea Norton

Există, însă, anumite circuite pentru care echivalarea Thévenin, deşi posibilă, este incomodă. De exemplu, pentru circuitul cu tranzistor din Fig. 2.7 a), dependenţa tensiunii pe rezistenţa de sarcină arată ca în desenul b) al figurii. Circuitul se comportă liniar în condiţii apropiate de scurtcircuit (regiunea din caracteristică încadrată în dreptunghiul haşurat) dar încetează să facă asta cînd tensiunea la bornele sale creşte (prin creşterea rezistenţei din circuitul extern). Tensiunea echivalentă Thévenin, obţinută prin extrapolarea dependenţei liniare, are o valoare de sute de volţi, pe cînd comportarea liniară încetează deja la 10 V. Astfel, pentru utilizatorul circuitului, tensiunea Thévenin îşi pierde semnificaţia de tensiune care se măsoară în gol.

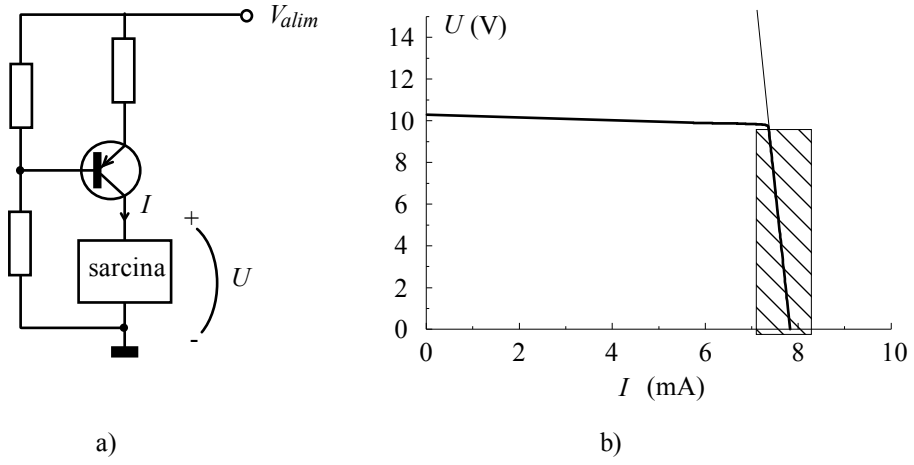


Fig. 2.7. Caracteristica tensiune-curent a sursei de curent cu tranzistor.

Din acest motiv, în regiunea specificată a caracteristicii, se utilizează o echivalare duală a celei Thévenin, justificată de t**eorema Norton**. Ea a apărut în anul 1926, într-un raport tehnic intern al inginerului Edward Lawry Norton de la Bell Laboratory şi, aproape simultan, într-un articol al fizicianului german Hans Ferdinand Mayer de la firma Siemens. Teorema se bazează pe un alt element ideal de circuit, **sursa ideală de curent:**

sursa ideală de curent debitează un curent cu intensitatea independentă de tensiunea la bornele sale

adică de circuitul extern conectat la bornele sale.

Sursa ideală de curent nu este un concept aşa de straniu cum pare multor încropitori de capitole sau manuale de electricitate de pe la noi, autori care cred că "orice generator electric este caracterizat de tensiunea electromotoare şi rezistenţa sa internă". La viteză constantă a benzii transportoare şi cu un rezistor conectat între poli, binecunoscutul generator Van der Graaf este o sursă de curent aproape ideală.

Pentru sursa ideală de curent sunt utilizate simbolurile din Fig. 2.8. Cărţile de teoria modernă a circuitelor, ca şi imensa majoritatea a lucrărilor contemporane, folosesc simbolul din desenul a). În unele lucrări mai puteţi întîlni şi simbolul din desenul b) care seamănă cu un transformator. Standardul european DIN recomandă simbolul din desenul c), dar acesta este extrem de rar utilizat. Noi vom folosi sistematic numai simbolul din desenul a).

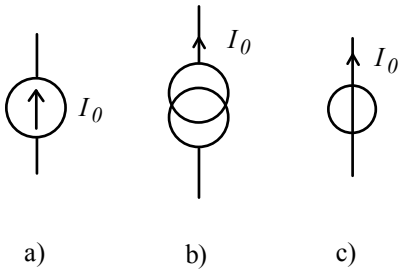


Fig. 2.8. Simboluri acceptate pentru sursa ideală de curent

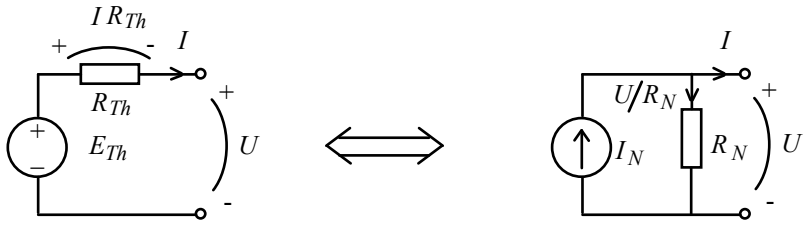
*Pentru dumneavoastră, care aţi făcut liceul în România, simbolul din Fig. 2.8 a) este o veche cunoştinţă; l-aţi întîlnit în manualele de fizică sub numele de "generator" şi avînd scrise lîngă el tensiunea electromotoar**e** şi rezistenţa internă. Această năzdrăvănie se datorează originalităţii unor corifei ai şcolii de ingineri de pe Dîmboviţa care, în ciuda unor lucrări clasice traduse în română şi a unor cărţi excelente ale unor profesori români*[1]*, au adoptat acest simbol pentru sursa ideală de* ***tensiune****. Probabil că aceşti autori, după ce îşi cumpără baterii pentru telecomandă, şterg cu înverşunare semnele + şi - , desenează pe ele săgeata şi apoi se gîndesc la "sensul tensiunii electromotoare" care ar face telecomanda să funcţioneze. }i cum cei cîţiva fizicieni, autori ai capitolelor de electricitate din manualele preuniversitare, nu au citit decît electronică de Dîmboviţa, simbolul a ajund repede în şcolile generale şi licee, odată cu pudoarea care le-a interzis să mai deseneze explicit rezistenţa internă în serie cu sursa ideală de tensiune. Astfel, pălăvrăgeala de acolo despre "tensiunea internă" şi "tensiunea externă" începe să semene cu literatura absurdului.*

Sursa ideală de curent nu controlează decît intensitatea curentului, tensiunea la bornele sale este determinată de restul circuitului. Astfel, această tensiune poate avea oricare din cele două polarităţi, sursa ideală de curent putînd funcţiona atît ca ***generator de energie electrică*** *cît şi ca un* ***consumator de energie electrică****.*

Dacă am fi acceptat să numim ***tensiune electromotoare*** *tensiunea de la bornele sursei ideale de tensiune, ar fi fost acum natural să vorbim despre* ***curentul electromotor*** *al sursei ideale de curent ?*

---

[1] De exemplu Gh. Cartianu, M. Săvescu, I. Constantin, D. Statomir, "Semnale, circuite şi sisteme", Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1980.



$U = E_{Th} - I R_{Th}$ $\qquad \frac{E_{Th}}{R_{Th}} = I_N = I_{sc}$ $\qquad I = I_N - U/R_N$

$R_{Th} = R_N$

Thevenin: undeva se pierde o tensiune proportionala cu intensitatea curentului

Norton: undeva se pierde un curent proportional cu tensiunea la borne

Fig. 2.9. Reprezentările Thévenin şi Norton.

Teorema Norton afirmă că orice circuit liniar accesibil la două borne este echivalent cu o sursă ideală de curent I_N în paralel cu o rezistenţă R_N, aşa cum se poate vedea în Fig. 2.9. Trecerea între reprezentarea Thévenin şi reprezentarea Norton este extrem de simplă : valoarea rezistenţei interne este aceeaşi (diferă numai modul de conectare, serie sau paralel) iar sursa ideală de curent are o valoare egală cu aceea a curentului de scurtcircuit.

Pentru circuitele practice, reprezentarea Thévenin trebuie preferată atunci cînd **rezistenţa internă este mică în comparaţie cu cea externă**, cînd funcţionarea liniară se păstrează şi la regimul de gol; în această situaţie tensiunile prezente în circuitul extern au valori de ordinul de mărime al tensiunii Thévenin. (mai mici decît aceasta) Reprezentarea Norton e de preferat atunci cînd **rezistenţa internă este mare în comparaţie cu cea externă** sau atunci cînd funcţionarea liniară se păstrează la scurtcircuit dar încetează la tensiuni mai mari; în acest caz curenţii din circuitul extern sunt de ordinul de mărime al curentulului Norton (de scurtcircuit).

În calcule însă, unde criteriul suprem este comoditatea, pentru circuitele care se vor lega în serie trebuie preferată echivalarea Thévenin (pentru că se adună pur şi simplu tensiunile şi rezistenţele echivalente) iar pentru circuitele care se leagă în paralel e de preferat reprezentarea Norton, pentru că, din nou, nu avem decît de adunat curenţii Norton şi **conductanţele** echivalente. Trecerea repetată între cele două tipuri de reprezentări, combinată cu echivalări serie şi paralel, poate să rezolve simplu probleme care, altfel, conduc la sisteme cu un număr mare de ecuaţii.

Anumite dispozitive reale se pot apropia foarte mult de comportarea unei surse ideale de curent; atunci cînd rezistenţa lor internă este foarte mare ele sunt numite, simplu, **surse de curent**. Pentru simplitate, atunci cînd nu există pericol de confuzie, şi sursele ideale de curent vor fi numite tot surse de curent.

Spuneam mai înainte că sursa ideală de tensiune şi sursa ideală de curent sunt concepte mult mai generale decît dispozitivele fizice care le-au inspirat apariţia. În primul rînd, **nu este de loc necesar ca valorile lor să fie constante în timp**, ele trebuie să fie doar independente de circuitul extern. Cu alte cuvinte, o sursă de tensiune va debita sau absorbi la un moment dat atîta curent cît este necesar pentru a stabili la bornele sale exact valoarea de tensiune pe care a fost "programată" să o realizeze la acel moment. De exemplu, priza reţelei de alimentare cu energie electrică, la care a fost conectată o inductanţă L va debita sau va absorbi curent astfel încît tensiunea la borne să-şi păstreze dependenţa $U = 311\ \mathrm{V} \cdot \sin(2\pi t/20\ \mathrm{ms})$ pe care ar fi avut-o şi în absenţa inductanţei. }tiţi că, spre deosebire de un banal rezistor, inductanţa va cere un curent defazat cu 90^0 în urma tensiunii.

Mai mult, valorile surselor ideale de tensiune sau curent pot înceta să mai fie **independente** de restul circuitului; ajungem, astfel, la **sursele comandate (sau controlate),** care se împart în patru categorii:

a) surse ideale de tensiune comandate de o tensiune electrică între două puncte oarecare ale circuitului (**VCVS - Voltage Controlled Voltage Source** în limba engleză);

a) surse ideale de tensiune comandate de intensitatea unui curent electric din circuit (**ICVS - Intensity Controlled Voltage Source** în limba engleză);

a) surse ideale de curent comandate de o tensiune electrică între două puncte oarecare ale circuitului (**VCIS)**;

a) surse ideale de tensiune comandate de intensitatea unui curent electric din circuit (**ICIS)**.

Deşi lucrările pretenţioase utilizează pentru sursele controlate alte simboluri decît pentru cele independente, noi vom proceda ca în multe lucrări (la fel de serioase ca primele), folosind aceleaşi simboluri pentru sursele constante, cu variaţie independentă sau surse controlate. Textul va elimina orice posibilitate de confuzie.

D. Rezistenţa echivalentă

Am văzut că un circuit liniar accesibil la două borne poate fi echivalat atît cu un circuit serie Thévenin cît şi cu unul paralel Norton. În ambele reprezentări, **valoarea rezistenţei utilizate pentru modelare este aceeaşi**; din acest motiv nu o vom mai numi rezistenţă Thévenin sau Norton ci, pur şi simplu **rezistenţa echivalentă.**

Cum se poate determina aceasta pentru un circuit real sau unul pentru care avem schema ? Prima soluţie este legată direct de dependenţa **tensiunii la borne** de **intensitatea curentului** (Fig. 2.4). Dacă avem un circuit real, modificăm valoarea rezistenţei de sarcină, trasăm experimental graficul $U = f(I)$, identificăm regiunea de funcţionare liniară şi calculăm acolo panta graficului

$$\boxed{R_{echiv} = -\Delta U / \Delta I}. \qquad (2.4)$$

Dacă avem schema unui circuit, lăsăm rezistenţa de sarcină ca variabilă şi calculăm **teoretic (analiza circuitului)** dependenţa tensiunii la borne în funcţie de intensitate $U = f(I)$: va trebui să obţinem o dependenţă liniară de tipul $U = U_{gol} - R_{echiv} I$. Această procedură este destul de laborioasă şi, din acest motiv, vom căuta altele mai simple.

O a doua variantă este utilizarea relaţiei $R_{echiv} = U_{gol} / I_{sc}$, tensiunea în gol şi curentul de scurtcircuit putînd fi calculate teoretic. Sunt două calcule, spre deosebire de unul singur implicat de găsirea relaţiei $U = f(I)$, dar acestea sunt efectuate în regimuri particulare şi **analiza este mai simplă**. Aceeaşi relaţie $R_{echiv} = U_{gol} / I_{sc}$ poate fi utilizată pentru un circuit real, **dacă acesta se comportă liniar pe toată regiunea de la regimul de gol la cel de scurtcircuit**; determinarea experimentală a tensiunii în gol şi a curentului de scurtcircuit sunt operaţii simple şi rapide.

Pentru a descoperi ultima variantă, să ne întrebăm cum măsoară un ohmetru valoarea unei rezistenţe. El are o sursă de alimentare proprie şi stabileşte prin rezistenţa care trebuie măsurată un **regim de curent continuu**; determină apoi valorile tensiunii pe rezistenţă şi a curentului şi face raportul $R = U/I$**.** Să privim acum la cele două circuite echivalente, Thévenin şi Norton. Am putea să utilizăm aceeaşi metodă, legînd un ohmetru la borne ? Evident că nu, deoarece **ele sunt active**, în afara curentului produs de ohmetru ar circula şi curenţii produşi de sursa Thévenin sau sursa Norton. Dar dacă aceste surse ar avea cîte un buton de un am putea regla $E_{Th} = 0$ şi $I_N = 0$? Ne putem da seama imediat că acum metoda funcţionează. Ceea ce am făcut noi se numeşte **pasivizarea surselor** (Fig . 2.10)**:** sursa ideală de tensiune are tensiune nulă la borne, deci poate fi înlocuită cu un scurtcircuit (conductor fără rezistenţă) iar sursa ideală de curent are curentul nul, deci

poate fi înlăturată pur şi simplu. Pentru schemele circuitelor, pasivizarea surselor conduce adesea la grupări serie şi paralel de rezistenţe, astfel încît o simplă privire conduce la expresia rezistenţei echivalente; în exemplul din Fig. 2.10 aceasta este R_4 în paralel cu $(R_1+R_2+R_3)$. În jargonul electroniştilor se spune că la aceste borne se "vede" rezistenţa R_{echiv}, cu semnificaţia că, după pasivizare, ohmetrul chiar măsoară această rezistenţă între bornele respective. Simbolul utilizat pentru a arăta bornele între care se vede această rezistenţă echivalentă este prezentat în desenul c) al figurii.

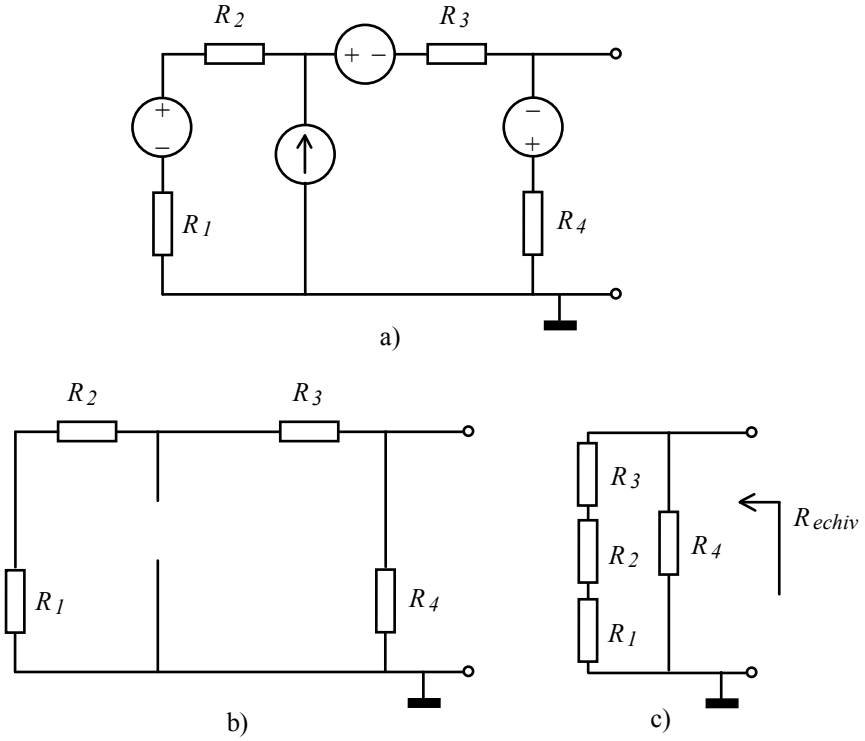


Fig. 2.10. Pasivizarea surselor pentru calculul rezistenţei echivalente.

E. Divizorul rezistiv

Un circuit electronic este alimentat, de regulă, de la una sau două surse de alimentare cu tensiune continuă, cel mai adesea de la una singură. Diferitele componente au însă nevoie de tensiuni de valori diferite şi este total neeconomic să utilizăm cîte o sursă de alimentare pentru fiecare. **Divizorul rezistiv** ne permite realizarea, pornind de la o susră de alimentare cu tensiunea V_{alim}, a unei surse echivalente, cu orice tensiune Thévenin dorim, între zero şi V_{alim}. Vom vedea însă că noua sursă **nu mai este una ideală de tensiune;** putem, însă, micşora rezistenţa ei echivalentă plătind un anumit preţ: trecerea unui curent de intensitate mare prin rezistenţele divizorului.

Divizorul rezistiv din Fig. 2.11 a), **conectat la sursa de alimentare**, poate fi echivalat Thévenin între bornele sale de acces masa şi nodul A, ca în desenul b) al figurii. În gol, acelaşi curent străbate rezistenţele şi regula de trei simplă conduce la valoarea tensiunii Thévenin

$$U_{gol} = V_{alim}\frac{R_2}{R_1 + R_2}, \qquad (2.5)$$

cu valori între zero şi tensiunea de alimentare.

Rezistența echivalentă se calculează uşor prin pasivizare, dacă nu uităm că, deşi nu este desenat explicit, sursa ideală de tensiune **este legată cu un capăt la masă** (desenul c). Astfel,

rezistența echivalentă a divizorului rezistiv este egală cu **combinația paralel** a celor două rezistențe

$$R_{echiv} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \tag{2.6}$$

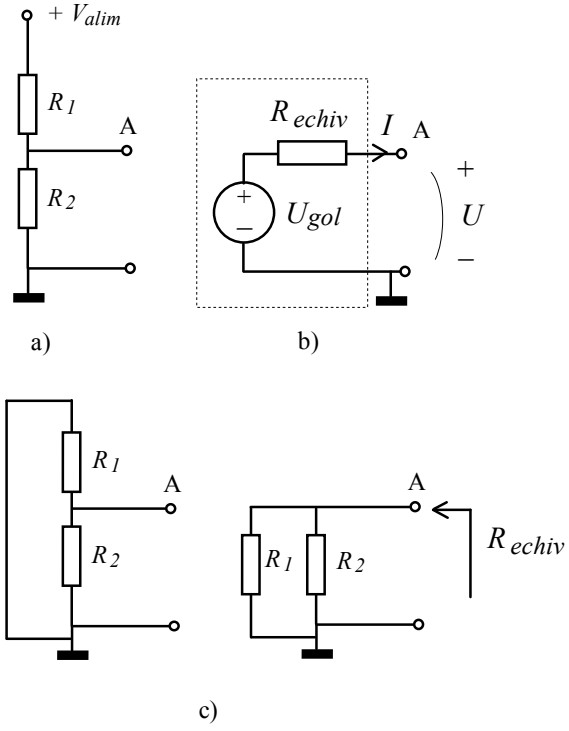


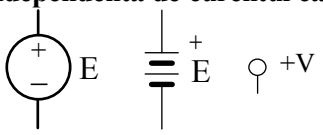
Fig. 2.11. Divizorul rezistiv.

Presupunem că într-o aplicație dorim să obținem o anumită tensiune în gol U_{gol} ; atunci, conform ecuației (2.5), între cele două rezistențe trebuie să existe relația $R_1 = mR_2$ cu $m = V_{alim}/U_{gol} - 1$ Rezistența echivalentă se obține ca $R_{echiv} = R_2 \dfrac{m}{m+1}$ şi, dacă dorim micşorarea ei de un număr de N ori pentru a ne apropia de o sursă ideală de tensiune, păstrînd însă valoarea tensiunii Thévenin, trebuie să micşorăm ambele rezistențe în aceeaşi proporție. Din acest motiv, **curentul care va circula prin divizor** (în condiții de gol) **va fi şi el de N ori mai mare**. Aceasta poate constitui un impediment atît pentru sursa de alimentare cît şi prin faptul că va trebui să utilizăm rezistoare capabile să disipe o putere mai mare. În practică se realizează, de obicei, următorul compromis: rezistența echivalentă a divizorului se ia cel mult egală cu o zecime din rezistența sarcinii care va fi alimentată. În acest mod, tensiunea obținută nu diferă cu mai mult de o zecime de tensiunea în gol, ceea ce este un rezultat adesea mulțumitor şi divizorul lucrează practic "neîncărcat". Atunci cînd sarcina nu este rezistivă dar se cunoaşte curentul pe care îl va absorbi ea cînd va fi alimentată, curentul prin divizor se alege să fie suficient de mare (cel puțin de zece ori mai mare) decît curentul prin sarcină.

Enunțuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memorați)

-Tensiunea la bornele unei surse ideale de tensiune este independentă de curentul care o străbate.



- Pentru sursa ideală de tensiune se utilizează simbolurile .

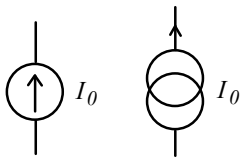
- La un generator electric liniar, tensiunea la borne are dependența

$$U = U_{gol} - R_{int} \cdot I$$

- Orice dipol liniar poate fi echivalat (Thévenin) cu o sursă ideală de tensiune legată în serie cu o rezistență; valoarea sursei este egală cu tensiunea în gol iar valoarea rezistenței este legată de curentul de scurtcircuit prin relația

$$R_{echiv} = U_{gol} / I_{sc} .$$

-Ssursa ideală de curent debitează un curent cu intensitatea independentă de tensiunea la bornele sale.



- Pentru sursa ideală de curent se utilizează simbolurile .

- Orice dipol liniar poate fi echivalat (Norton) cu o sursă de ideală de curent legată în paralel cu o rezistență; valoarea sursei este egală cu intensitatea curentului de scurtcircuit iar valoarea rezistenței este aceeaşi de la repreentarea Thévenin.

- Dacă avem dependența funcțională $U = f(I)$ de la bornele unui dipol, rezistența echivalentă (aceeaşi în ambele reprezentări, Thévenin şi Norton) se determină din relația

$$R_{echiv} = -\Delta U / \Delta I .$$

-Tensiunea de ieşire a unui divizor rezistiv, fără sarcină, se obține cu regula de trei simplă.

- Rezistența echivalentă a unui divizor (la bornele de ieşire) este egală cu combinația paralel a rezistențelor ce alcătuiesc divizorul.

- Dacă rezistența de sarcină este mult mai mare decît rezistența echivalentă a divizorului, atunci conectarea acesteia nu modifică semnificativ tensiunea de ieşire a divizorului; el funcționează practic "neîncărcat", furnizînd aproximativ tensiunea de mers în gol.

Termeni noi

-sursă ideală de tensiune	dipol a cărui tensiune la borne este independentă de curent
-sursă de tensiune	dispozitiv real de circuit a cărui funcţionare se apropie de aceea a sursei ideale de tensiune;
-generator liniar	generator electric a cărui tensiune la borne scade liniar la creşterea curentului;
-sursă ideală de curent	dipol prin care curentul are o intensitate independentă de tensiunea la borne;
- sursă de curent	dispozitiv real de circuit a cărui funcţionare se apropie de aceea a sursei ideale de curent;
-rezistenţă echivalentă	valoarea rezistenţei care apare în reprezentările Thévenin şi Norton ale unui circuit liniar accesibil la două borne;
-rezistenţă văzută la două borne	rezistenţa echivalentă a circuitului, considerat accesibil numai la acele borne;
- divizor rezistiv	subcircuit format din două rezistenţe şi alimentat la o sursă de tensiune; potenţialul (faţă de masă) al punctului median este cuprins între zero şi potenţialul alimentarii, fiind dictat de raportul celor două rezistenţe; divizorul rezistiv este utilizat pentru a produce, pornind de la o sursă de alimentare, "surse de tensiune" cu valori mai mici.

Problemă rezolvată

Un circuit electronic este alimentat la tensiunea $V_{alim} = +12$ V. Un anumit dispozitiv, legat cu o bornă la masă are nevoie la cealaltă bornă (notată cu A) de un potențial $V_A = 4$ V şi va absorbi din acel nod un curent de cel mult 0.1 mA. Proiectați un divizor rezistiv care să realizeze acest lucru. Vom fi mulțumiți dacă potențialul acelui nod va fi predictibil cu o precizie de 10 %.

Rezolvare

Potențialul la borna A este măsurat față de masă; vom monta şi noi divizorul cu un capăt la masă şi unul la tensiunea de alimentare, ca în Fig. 2.12. }tim că putem obține la borna sa de ieşire orice valoare între zero şi V_{alim}. Îl vom proiecta astfel încît tensiunea sa în gol să aibă valoarea cerută de 4 V. Pe rezistența R_1 trebuie să cadă diferența pînă la $V_{\text{alim}} = +12$ V, adică 8 V; regula de trei simplă ne conduce la raportul $R_1/R_2 = 2$. Mai rămîne să stabilim valorile acestor rezistențe. Cum precizia cerută este de 10 % , vom trimite prin divizorul în gol un curent cel puțin de zece ori mai mare decît valoarea maximă ce se va extrage de la borna sa de ieşire, adică vom trimite cel puțin 1 mA. Aceasta înseamnă că suma $R_1 + R_2$ va trebui să fie mai mică decît 12 V/1 mA=12 kΩ.

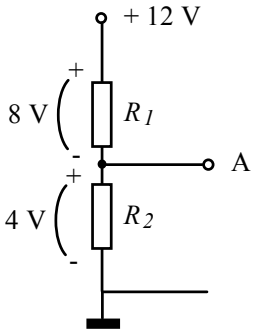


Fig. 2.12.

Avem, pentru cele două rezistențe constrîngerile

$$\begin{aligned} R_1 &= 2R_2 \\ R_1 + R_2 &= 3R_2 < 12 \text{ k}\Omega \end{aligned} \tag{9}$$

care conduc la $R_2 < 4$ kΩ. Rezistoarele oferite de producătorii de componente sunt disponibile în anumite game de toleranță, pentru fiecare gamă valorile centrale fiind standardizate (vezi Anexa 1). Astfel, pentru gama de toleranță ± 10 %, avem disponibilă seria de valori E12

1.0 1.2 1.5 1.8 2.2 2.7 3.3 3.9 4.7 5.6 6.8 8.2

Dacă avem un rezistor pe care scrie 2.2 kΩ, aceasta nu înseamnă că **valoarea lui este cunoscută cu precizie de 0.1 kΩ, fiind undeva între 2.1 kΩ şi 2.3 kΩ.** Puteți să vă întrebați, pe bună dreptate, de ce nu se respectă regula cifrelor semnificative. Răspunsul e simplu, pentru că producătorul nu ne spune că 2.2 kΩ este **valoarea măsurată** a exemplarului pe care îl deținem ci că trebuie să ne aşteptăm la o distribuție întîmplătoare a valorilor, distribuție **centrată pe** 2.2 kΩ **şi cu lărgimea de** ± 10 %. Rezistorul pe care îl avem are **cu siguranță** valoarea între 2.0 kΩ şi 2.4 kΩ.

Pentru economie, vom proiecta mai întîi cu rezistoare în această toleranță. Încercăm să găsim două valori care să se apropie cît mai mult de raportul 2 şi să îndeplinească şi condiția $R_2 < 4$ kΩ. Alegem $R_2 = 3.3$ kΩ şi $R_1 = 6.8$ kΩ. Să vedem la ce putem să ne aşteptăm datorită împrăştierii valorilor. Expresia valorii tensiunii în gol este

$$U_{gol} = V_{alim} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

şi are valoarea maximă cînd R_2 atinge limita superioară şi, simultan, R_1 atinge limita sa inferioara; astfel, cea mai mică valoare în gol va fi

$$U_{gol\ max} = 12\ \text{V} \cdot \frac{3.6}{6.1 + 3.6} = 4.5\ \text{V};$$

Pe de altă parte, tensiunea în gol atinge valoarea minimă cînd R_2 atinge limita inferioară şi, simultan, R_1 atinge limita sa superioară

$$U_{gol\ min} = 12\ \text{V} \cdot \frac{3.0}{7.5 + 3.0} = 3.4\ \text{V}.$$

Ceea ce am făcut acum se numeşte **analiza cazurilor cele mai defavorabile (worst case analysis)** şi ea arată că luînd rezistoare la întîmplare dintre cele cumpărate, obţinem valori ale tensiunii în gol împrăştiate între 3.4 V şi 4.5 V.

Dacă nu suntem mulţumiţi cu asta, avem două posibilităţi:

- în cazul în care construim unul sau cîteva circuite, putem să sortăm, în prealabil, rezistoarele, dacă am avut grijă să cumpărăm mai multe;

-în cazul unei producţii de serie va trebui să utilizăm rezistoare cu gamă de toleranţă mai strînsă, de exemplu $\pm 5\%$, $\pm 2\%$ sau $\pm 1\%$; ele vor fi, însă, din ce în ce mai scumpe.

Dacă ne-am hotărît pentru gama de $\pm 5\%$, din seria de valori E24, aferentă ei, alegem $R_2 = 1.1\ \text{k}\Omega$ şi $R_1 = 2.2\ \text{k}\Omega$ (pentru a avea un raport de doi); analiza cazurilor cele mai defavorabile conduce acum la

$$U_{gol\ max} = 12\ \text{V} \cdot \frac{1.16}{2.09 + 1.16} = 4.28\ \text{V}$$

şi

$$U_{gol\ min} = 12\ \text{V} \cdot \frac{1.045}{2.31 + 1.045} = 3.74\ \text{V}.$$

Ultimul aspect care trebuie luat în consideraţie în proiectare este disiparea de putere. Curentul de $12\ \text{V}/3.3\ \text{k}\Omega = 3.6\ \text{mA}$, va disipa pe întregul divizor o putere de $12\ \text{V} \cdot 3.6\ \text{mA} = 43\ \text{mW}$. Putem utiliza, astfel, chiar rezistoare miniatură care disipă cel puţin 250 mW.

Probleme propuse

P 2.1. Deşi datorită randamentului mic nu sunt utilizate în practică, există sisteme fizice care pot transforma energia mecanică **direct** în energie electrică de curent continuu nepulsatoriu. Unul din acestea (reprezentat în Fig. 2.13) l-aţi întîlnit în problemele de inducţie electromagnetică: un disc metalic de rază l este rotit cu viteza unghiulară ω într-un cîmp magnetic omogen şi constant în timp de inducţie B. Tensiunea electrică este culeasă cu două contacte alunecătoare, unul pe ax iar celălalt la circumferinţa discului. Calculînd tensiunea electromotoare produsă, obţineţi relaţia $E = \frac{1}{2} B l^2 \cdot \omega = \alpha \cdot \omega$. Pe de altă parte, dacă circuitul extern este închis şi parcurs de curentul I, momentul mecanic de "rezistenţă" la rotaţie este $M_{em} = \frac{1}{2} B l^2 \cdot I = \beta \cdot I$. Momentul forţelor de frecare, care se opune şi el mişcării, are expresia $M_f = \gamma \cdot \omega$, cu γ o constantă. Presupunem că forţa externă care învîrte discul are momentul M_0 **constant**. Calculaţi:

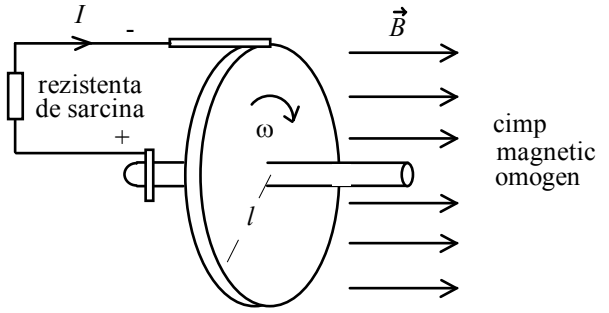


Fig. 2.13.

a) tensiunea electromotoare de mers în gol (numai frecarea limitează viteza de rotaţie);

b) tensiunea electromotoare produsă atunci cînd de la generator se "extrage" curentul de intensitate I;

c) reprezentaţi grafic dependenţa $E = f(I)$;

d) se comportă generatorul în condiţiile din problemă liniar ?

e) ce semnificaţie are aici "rezistenţa internă a generatorului" ?

f) calculaţi valoarea acestei rezistenţe interne dacă $B = 0.1\ \mathrm{T}$, $l = 0.1\ \mathrm{m}$.

g) ce ar trebui să facem ca tensiunea electromotoare să rămînă constantă ?

P 2.2. Un circuit de curent continuu conţine numai surse ideale de tensiune, surse ideale de curent şi rezistoare. Una din rezistenţe este reglabilă. Puteţi argumenta că dependenţa între curentul prin acea rezistenţă şi tensiunea la bornele ei trebuie să fie obligatoriu o funcţie de gradul întîi (liniară) ? Gîndiţi-vă la ecuaţiile ce trebuie scrise pentru a alcătui un sistem care să conducă la valorile tuturor curenţilor (legea Ohm, ecuaţiile ce descriu funcţionarea surselor, legile lui Kirchhoff).

P 2.3. La bornele unei surse ideale de tensiune se leagă un dipol (liniar sau neliniar). Cu ce este echivalentă această grupare paralel ? Ce puteţi spune, însă, despre aceeaşi situaţie în care este implicat un dispozitiv real, care numai pentru $I \in (0;\ 5\mathrm{A})$ se comportă ca o sursă ideală de tensiune.

P 2.4. Revenind la problema precedentă, ce ar trebui să fie dipolul pentru ca legea lui de funcţionare să conducă la un conflict cu sursa ideală de tensiune ?

P 2.5. În serie cu o sursă ideală de curent se leagă un dipol. Cu ce este echivalentă combinaţie serie a acestor elemente ? Ce se poate întîmpla, însă, în cazul real al unui dipol care se comportă ca sursă de curent numai dacă tensiunea la bornele sale este cuprinsă într-un anumit interval ?

P 2.6. Ce fel de dipol este interzis să legăm în serie cu o sursă ideală de curent ?

P 2.7. Carcateristica statică a unei fotodiode, în condiţii constante de iluminare, arată ca în Fig. 2.14, unde sunt date şi sensurile de referinţă pentru curent şi tensiune, utilizate la desenarea caracteristicii.

a) Identificaţi porţiunea de caracteristică unde fotodioda poate fi modelată (aproximativ) cu o sursă ideală de tensiune. Stabiliţi valorile curentului pentru care acest model este corect şi desenaţi alăturat fotodioda şi modelul ei echivalent.

b) Identificaţi porţiunea de caracteristică unde fotodioda poate fi modelată cu o sursă ideală de curent. Stabiliţi valorile tensiunii pentru care acest model este corect şi desenaţi alăturat fotodioda şi modelul ei echivalent.

c) Pe porţiunea unde fotodioda se comportă ca o sursă ideală de curent, intensitatea curentului este proporţională cu iluminarea şi, pe această regiune a carateristicii, ea este utilizată ca traductor. Osciloscopul, cu care vrem să vizualizăm evoluţia intensităţii luminii, este, însă, **un voltmetru**. Desenaţi un circuit (conţinînd o sursă de tensiune, fotodioda şi un rezistor) în care o tensiune electrică să fie proporţională cu intensitatea luminii. În foaia de catalog a fotodiodei este specificată o sensibilitate de $100\,\frac{\mu A}{\mu W/m^2}$. Stabiliţi valoarea rezistenţei pentru ca osciloscopul să măsoare o tensiune de 1 V dacă fotodioda este supusă unei iluminări de $5\,\mu W/m^2$ ..

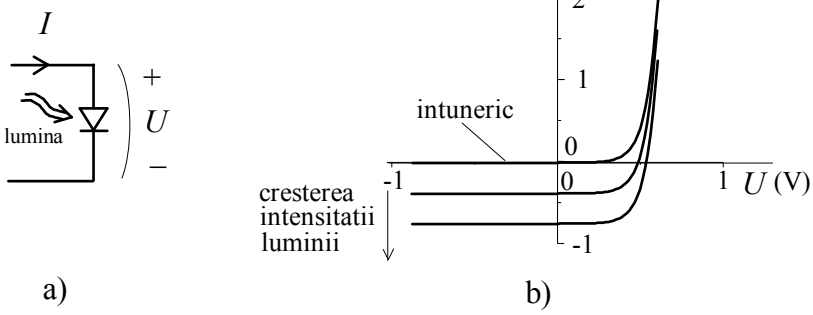


Fig. 2.14

P 2.8. Fabricanţii de componente semiconductoare oferă nişte dispozitive cu două borne, numite **diode stabilizatoare de curent (current-regulator diodes)** care nu sunt altceva decît nişte **tranzistoare JFET** (vom vedea mai tîrziu ce sunt acestea) cu două dintre cele trei terminale scurtcircuitate între ele. Cu o tensiune aplicată avînd polaritatea din Fig. 2.15 a) şi valoarea între 2 V şi 100 V, ele se comportă ca nişte **surse de curent**. Totuşi, funcţionarea lor nu este identică cu a unor surse ideale, pentru echivalarea lor Norton fiind nevoie şi de o rezistenţă de ordinul a 1 MΩ. Dacă un astfel de dispozitiv, cu o intensitate nominală de 1 mA, este legat într-un circuit ca în Fig. 2.15 b), iar sarcina îşi modifică în timp caracteristica astfel încît tensiunea pe stabilizatorul de curent nu variază cu mai mult de 10 V, calculaţi cu ce precizie relativă rămîne constant curentul prin sarcină.

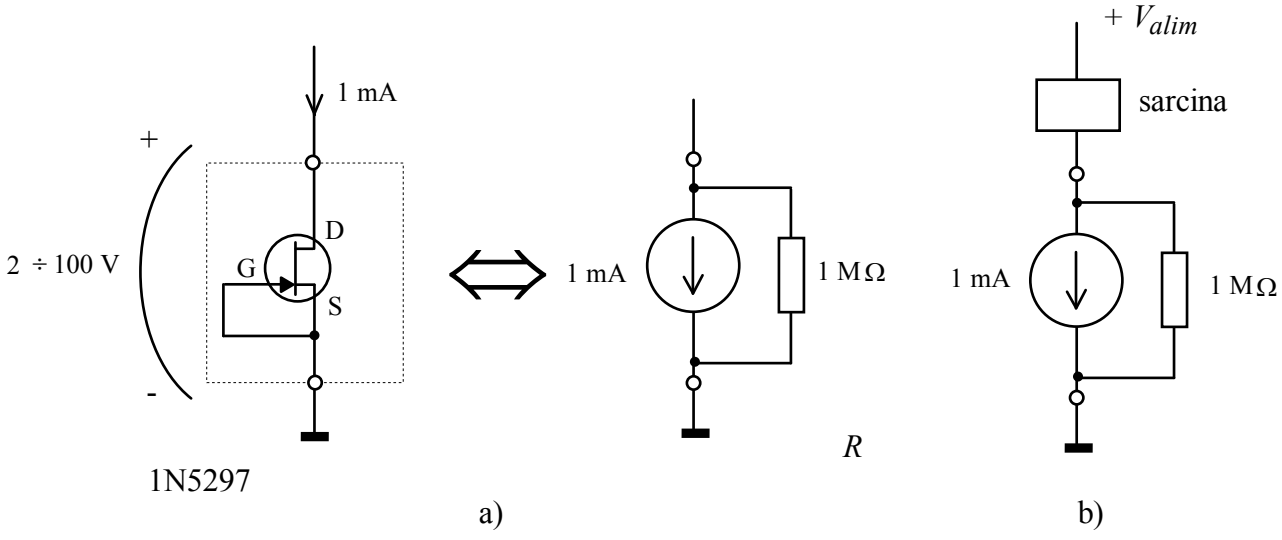


Fig. 2.15.

P 2.9. Pentru măsurarea temperaturii se poate utiliza, ca **senzor**, circuitul integrat AD590. El este un dispoztiv cu două borne, care funcţionează ca o **sursă de curent**, intensitatea (în μA) fiind numeric egală cu temperatura măsurată în K (sensibiltatea sa este de 1μA/K). Pentru a se comporta ca sursă de curent, tensiunea la bornele sale trebuie să fie cuprinsă între 4 şi 30 V. Precizia lui de conversie temperatură-curent este, pe domeniul (-55 ^{o}C; +150 ^{o}C), mai bună de un grad. Cum informaţia care se poate prelucra comod este **tensiunea**, proiectaţi un circuit care să producă o tensiune proporţională cu temperatura (în K), cu o sensibiltate de 10 mV/K. Utilizaţi, pentru aceasta, un circuit integrat AD590, o sursă de tensiune şi un rezistor. Care ar trebui să fie toleranţa rezistorului astfel încît să nu deterioreze precizia de 1 grad a senzorului ? Ce soluţie practică propuneţi, avînd în vedere valoarea necesară a acestei toleranţe ?

P 2.10. Utilizaţi legea curenţilor şi legea lui Ohm şi calculaţi, pentru circuitul din Fig. 2.16, dependenţa curentului I în funcţie de tensiunea U, atunci cînd rezistenţa R este modificată. Indicaţie: dacă pe o porţiune neramificată schimbaţi ordinea componentelor, potenţialelor nodurilor şi curenţii din circuit nu îsi modifică valoarea; folosiţi acest truc pentru a avea sursele de tensiune cu o bornă la masă.

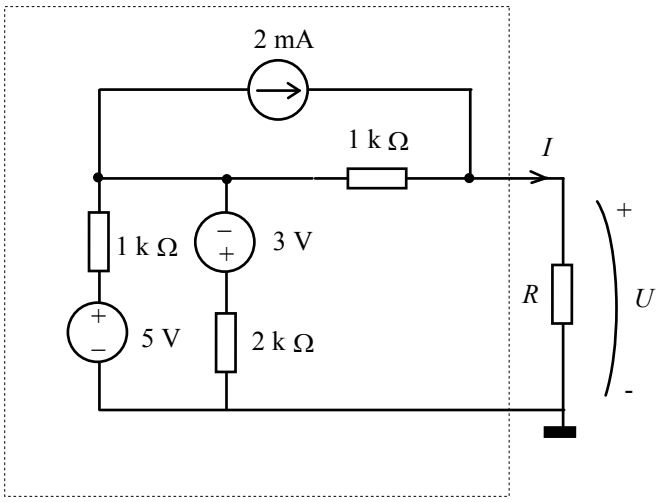


Fig. 2.16.

P 2.11. Construiţi o reprezentare Thévenin pentru porţiunea de circuit încadrată într-un dreptunghi, din exemplul de la problema precdentă (desenaţi schema echivalentă şi treceţi valorile componentelor).

P 2.12. Pentru aceeaşi porţiune de circuit, construiţi o reprezentare Norton (desenaţi schema echivalentă şi treceţi valorile componentelor).

P 2.13. Aşa cum vă aşteptaţi, în cele două reprezentări rezistenţa echivalentă este aceeaşi. Încercaţi să găsiţi valoarea ei pe o cale mai directă: pasivizaţi sursele de tensiune şi de curent şi priviţi circuitul dinspre cele două borne de acces.

P 2.14. Un aparat electronic are o singură sursă de alimentare, de 15 V, legată cu borna - la masă. Un anumit nod al circuitului trebuie adus la potenţialul de 5 V, cu precizie +/- 10 %. Se estimează că acel nod va absorbi de la "sursa" care îl va alimenta un curent între zero şi 0.2 mA. Proiectaţi un divizor rezistiv care să rezolve această problemă.

P 2.15. La cuplarea unei rezistenţe de sarcină de valoare R_s la bornele unui circuit liniar, tensiunea la borne (egală iniţial cu cea în gol) a scăzut la jumătate. Cît este rezistenţa echivalentă (de ieşire) a acelui circuit ?

P 2.16. Utilizînd rezultatul problemei precedente, propuneţi o metodă pentru măsurarea rezistenţei de ieşire a unui **generator de semnal** (un aparat care furnizează la borne o tensiune dependentă de timp după o anumită lege, sinusoidală, dreptunghiulară, dinţi de fierăstrău, etc.). Arătaţi cînd metoda nu este aplicabilă.

P 2.17. Echivalările Thévenin şi Norton sunt valabile şi pentru regimul sinusoidal, înlocuind rezistenţele cu impedanţe. O doză piezoelectrică de pick-up poate fi considerată un generator de semnal cu o impedanţă "rezistivă" în jur de 1 MΩ şi o tensiune în gol de 1 V. Discutaţi ce se întîmplă dacă ea este legată la un amplificator a cărui intrare este echivalentă cu o rezistenţă de

a) 10 kΩ;

b) 1 MΩ;

c) 10 MΩ;

Lucrare experimentală

Experimentul 1. Sursa de tensiune (aproape ideală)

Un alimentator utilizează, de obicei, tensiunea **alternativă** (cu valoarea efectivă de 220 V şi frecvenţa 50 Hz) a **reţelei de distribuţie a energiei electrice** (numită, simplu, reţea). Mai întîi, printr-un **transformator**, tensiunea (rămînînd alternativă) este adusă la o valoare convenabilă, apoi ea este convertită în **tensiune continuă** cu un **redresor** (rectifier în lb. engleză) şi în final prelucrată de un **stabilizator de tensiune** (voltage regulator în lb. engleză).

Pe planşetă aveţi un **stabilizator integrat** cu trei borne, ca în Fig. 2.17. La intrarea sa este aplicată o tensiune continuă nestabilizată, obţinută de la un **adaptor** extern (transformator plus redresor), alimentat la reţea. Scopul experimentului este să investigaţi funcţionarea acestui montaj (care este o sursă de alimentare stabilizată) la bornele sale de ieşire. Pentru aceasta, montaţi la bornele de ieşire ale stabilizatorului un voltmetru electronic **digital** care vă va permite citirea tensiunii cu rezoluţie de cel puţin 0.01 V. Notaţi-vă, mai întîi, valoarea tensiunii în gol (fără sarcină).

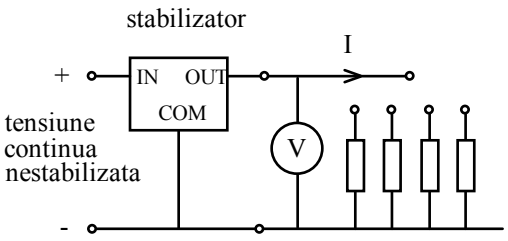


Fig. 2.17.

Conectaţi, apoi, pe rînd, ca sarcină, rezistoarele de pe planşetă şi notaţi-vă valoarea tensiunii la borne. Cum intensitatea curentului nu trebuie cunoscută cu precizie deosebită, determinaţi-o din legea lui Ohm (rezistenţele au toleranţa de +/- 5 %). Reprezentaţi grafic tensiunea la borne, în funcţie de curent, cu ambele scale pornind de la valoarea zero (nu uitaţi să treceţi şi tensiunea în gol). Identificaţi porţiunea pe care sursa se comportă practic ca o sursă ideală de tensiune. Reprezentaţi grafic în detaliu această regiune, şi estimaţi variaţia maximă a tensiunii în interiorul ei. De aici, trageţi o concluzie asupra valorii rezistenţei interne a sursei stabilizate. Estimaţi, de asemenea, curentul maxim pînă la care sursa de alimentare studiată menţine tensiunea constantă.

Experimentul 2 (imaginar). Sursa ideală de tensiune comandată

În experimentul precedent tensiunea la bornele sursei nu depindea de valoarea curentului (adică de dispozitivul care era conectat ca sarcină). În plus, această tensiune **nu depindea nici de timp.** Această ultimă proprietate nu este obligatorie pentru o sursă ideală de tensiune; valoarea ei poate fi programată să depindă de timp conform unei anumite funcţii sau să depindă de altă mărime electrică din circuit.

Un exemplu extrem de frecvent întîlnit este **reţeaua de distribuţie de energie electrică**. Aici **tensiunea evoluează sinusoidal**, cu o frecvenţă de 50 Hz şi o amplitudine de 311 V, corespunzătoare unei tensiuni efective de 220 V. Presupuneţi că ea nu s-ar comporta ca o sursă ideală de tensiune ci ca una care are rezistenţa internă de 1 Ω. Calculaţi cu cît s-ar micşora tensiunea efectivă la priză la cuplarea unui calorifer electric ce consumă o putere de 2 kW.

Experimentul 3. Divizorul rezistiv

Pe planşetă aveţi un divizor rezistiv care este deja conectat la o anumită tensiune de alimentare. Măsuraţi valoarea acesteia şi, utilizînd valorile rezistenţelor, calculaţi cît ar trebui să fie tensiunea de ieşire **în gol** a divizorului şi rezistenţa sa internă.

Legaţi acum voltmetrul la bornele de ieşire ale divizorului şi măsuraţi tensiunea în gol. Comparaţi-o cu valoarea calculată. Legaţi, apoi, pe rînd, rezistoarele de sarcină şi măsuraţi tensiunile corespunzătoare, ca la experimentul precedent. Ca şi acolo, reprezentaţi rezultatele în formă grafică. Se apropie funcţionarea divizorului rezistiv de aceea a unei surse ideale de tensiune ? Estimaţi, din grafic, rezistenţa echivalentă (de ieşire) a divizorului şi comparaţi-o cu valoarea calculată. Desenaţi reprezentarea Thévenin a divizorului rezistiv, trecînd valorile determinate experimentale pentru tensiune şi rezistenţă

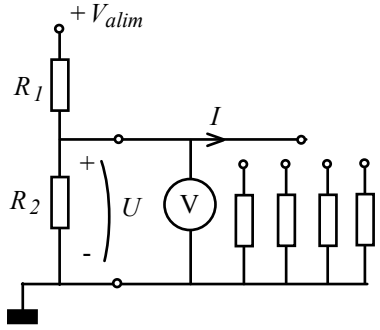


Fig. 2.17.

Dacă suntem interesaţi în păstrarea tensiunii de ieşire cu o precizie de numai 10 %, cum trebuie să fie rezistenţa de sarcină faţă de aceea de ieşire a divizorului ? Dar dacă suntem mai pretenţioşi şi dorim o precizie de 1 % ?

Experimentul 4. Sursa de curent (aproape ideală)

Vom studia acum un circuit a cărui funcţionare se apropie de aceea a unei **surse ideale de curent**: intensitatea curentului nu depinde de tensiunea la borne, deci de circuitul extern. Este evident că acest model nu poate funcţiona "în gol", sursa ar produce o tensiune infinită dar curentul ar rămîne nul.

Aveţi pe planşetă un astfel de circuit, realizat cu un tranzistor bipolar (Fig. 2.18). El este deja legat la borna de alimentare, aşa că, dacă nu aţi decuplat alimentarea de la reţea, totul e în ordine. Înainte să începeţi investigarea funcţionării sa la bornele de ieşire, asiguraţi-vă că aveţi comutatorul K pe poziţia "curent constant". Pentru a evita măsurarea directă a curentului cu un miliampermetru digital (unul analogic nu ar fi avut rezoluţia necesară) veţi folosi un truc frecvent întîlnit: intercalaţi în calea curentului rezistorul R_{ref} de valoare foarte mică (1 Ω) şi măsuraţi căderea de tensine U_1 pe acest rezistor. (veţi realiza un "miliampermetru" cu rezistenţa internă de 1 Ω).

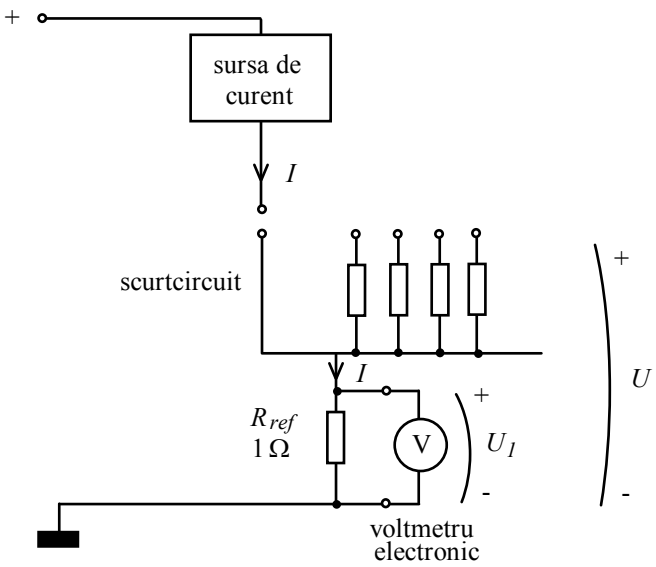


Fig. 2.18.

Măsuraţi mai întîi curentul de scurtcircuit şi notaţi valoarea sa. Apoi, înlocuiţi scurtcircuitul cu rezistoare de diferite valori, determinînd, pentru fiecare din ele, intensitatea curentului. Cum valoarea tensiunii U la bornele sursei de curent nu trebuie cunoscută cu precizie deosebită, calculaţi-o din legea lui Ohm (R_{ref} care apare în serie este foarte mică şi poate fi neglijată).

Reprezentaţi grafic, tensiunea U în funcţie de curent, cu ambele scale pornind de la zero. Identificaţi regiunea în care circuitul investigat se comportă aproximativ ca o sursă de curent. Estimaţi **complianţa sa de tensiune** (tensiunea maximă la borne pînă la care se observă aceasta comportare). Reprezentaţi apoi, în detaliu, această regiune şi estimaţi **rezistenţa** echivalentă. Cu aceasta şi cu valoarea curentului de scurtcircuit,

desenaţi circuitul echivalent Norton. Notaţi pe desen pînă la ce valoare a tensiunii de ieşire este valabilă această echivalenţă.

După cum ştiţi, un circuit liniar accesibil la două borne poate fi echivalat atît cu un circuit Norton cît şi cu unul Thévenin. Pornind de la circuitul Norton desenat anterior, propuneţi un circuit echivalent Thévenin. Cît este valoarea tensiunii Thévenin ? Cum este ea în comparaţie cu tensiunile existente în circuitul studiat ? Care dintre reprezentări vi se pare mai comodă pentru un utilizator ?

Experimentul 5. Sursa de curent comandată

La sursele ideale, tensiunea (sau, respectiv, curentul) sunt independente de circutul extern. Aceasta nu înseamnă că ele sunt obligatoriu **constant în timp**. Aşa cum am văzut, reţeaua de alimentare cu energie electrică poate fi privită ca o sursă ideală de tensiune a carei valoare evoluează **sinusoidal** în timp. De asemenea, valoarea unei surse de curent poate să evolueze în timp dupa o anumită lege.

În acest experiment veţi relua investigarea sursei de curent studiată anterior, dar de data aceasta ea va fi comandată de un circuit care va impune ca valoarea intensităţii să urmeze o anumită dependenţă temporală. Pentru aceasta, va trebui să treceţi comutatorul K pe poziţia "semnal" şi să legaţi în locul voltmetrului electronic intrarea unui osciloscop. Desenaţi-vă pe caiet forma de undă şi notaţi-vă valoarea tensiunii **vîrf la vîrf**. Modificaţi apoi valoarea rezistenţei de sarcină, urmărind tot timpul forma de undă şi valoarea sa vîrf la vîrf. Notaţi modificările formei de undă vizualizate.

De multe ori, în practică, nu avem conectat un rezistor "spion" pe care să urmărim evoluţia intensităţii ci avem accesibile **doar bornele sursei de curent**. Ce vă aşteptaţi să observaţi acolo la variaţia rezistenţei de sarcină ? Conectaţi şi dumneavoastră osciloscopul cu firul cald la ieşirea sursei de curent şi conectaţi diferitele rezistenţe de sarcină. Formulaţi o concluzie.

Pagină distractivă

1. Nimic nu poate sta în calea autorilor zeloşi atunci cînd aceştia vor să complice lucrurile, teoretizînd pînă nu se mai înţelege nimic. Nemulţumiţi cu simplitatea cărţilor de referinţă de Teoria Modernă a Circuitelor (pe care le trec, de altfel, la bibliografie), doi autori "profesori-doctori-ingineri" [2], cum nu scapă ocazia să ne anunţe pe coperta interioară, ne învaţă că

"sursa **independentă** de curent este un caz particular de **rezistor neliniar controlat în tensiune**, deoarece, conform ecuaţiei caracteristice, pentru orice tensiune curentul este unic specificat".

Că autorii numesc rezistor **orice dipol** care forţează o legătură funcţională curent-tensiune, am mai putea înţelege, chiar dacă mai devreme cu 16 pagini rezistorul era clasificat, la 1.2.4.1 în categoria elementelor pasive. 16 pagini înseamna mult şi pe parcursul lor multe se pot uita. Dar să consideri sursa independentă ca fiind controlată în tensiune şi să crezi despre ea că este neliniară îţi trebuie o logică cu totul şi cu totul originală. }i dacă stăpîneşti această logică poţi scrie liniştit că "Ecuaţia $u(t) = e(t), \quad \forall i$ poate fi dedusă pe baza teoriei cîmpului electromagnetic".

2. Lucruri şi mai vesele găsim în deja citatul Compediu de fizică [3] despre "generatorul Thévenin şi generatorul Norton". Auziţi numai :"...e vorba de două montaje diferite în care **o sursă de tensiune** poate alimenta un circuit exterior (rezistenţă de sarcină)". }i ca nu cumva să credem din greşeală că sursele ideale din cele două reprezentări sunt lucruri diferite, autorul are grijă sa le reprezinte **cu acelaşi simbol** şi fără nici o indicaţie care le-ar diferenţia. Ca să ne lămurim la ce folosesc aceste generatore, citim mai jos: "dipolul constitue un generator Thévenin şi el serveşte la alimentarea unei rezistenţe de sarcină mică...". Cu totul altfel stau lucrurile cu "generatorul Norton" care "serveşte la alimentarea unei rezistenţe de sarcină mare R_S (mare)". Mare... e răbdarea hîrtiei tipărite, am comenta noi.

3. Cînd se aventurează să explice lucruri cu care nu sunt familiari, chiar autori foarte serioşi produc minunăţii. Iată ce găsim în excelenta carte a lui Richard Dorf [4]:

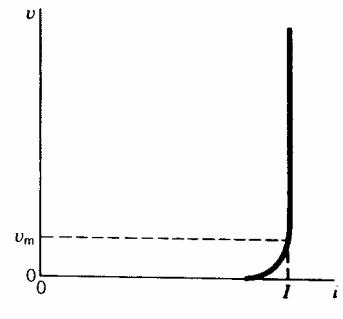


Figure 2-11 Independent current source providing a constant current for any voltage greater than v_m.

Din text reiese indubitabil că tensiunea notată cu v pe grafic este tensiunea la bornele sursei de curent. Astfel, graficul ne comunică faptul că sursa de curent se abate de la idealitate la scurtcircuit, adică acolo unde orice practician ştie că sursa de curent se simte în elementul său, necazurile apărînd, din contra, la tensiuni mari.

---

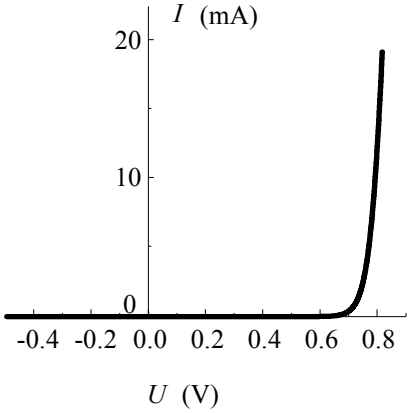
[2] Lucia Dumitriu, Mihai Iordache, "Teoria modernă a circuitelor electrice", Ed. All Educaţional, Bucureşti, 1998.

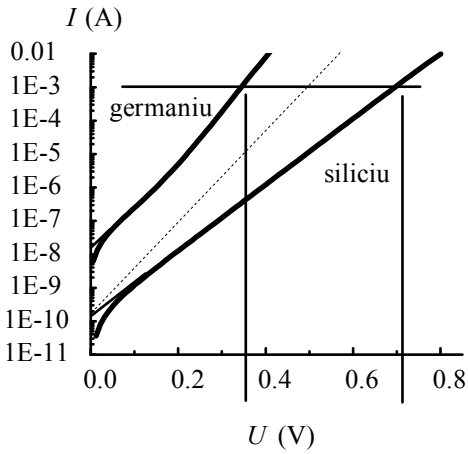
[3] ***, "Compediu de Fizică", Ed. }tiinţifică şi Enciclopedică, Bucureşti,1988.

[4] Richard C. Dorf, "Introduction to Electric Circuits", John Wiley & Sons, Inc., 1989.

CAPITOLUL

Diode semiconductoare





A. Caracteristica statică 60

B. Date de catalog 65

C. Metoda dreptei de sarcină 66

D. Circuitul echivalent pentru variații mici 68

E. Verificarea experimentală a unei dependențe exponențiale 70

Probleme rezolvate 74, probleme propuse 77

Lucrare experimentală 78

A. Caracteristica statică

Circuitele electrice sunt, într-o anumită măsură, similare celor bazate pe circulaţia fluidelor (pneumatice sau hidraulice). O funcţie esenţială în aceste circuite este permiterea curgerii fluidului numai într-un anumit sens; ea este realizată cu dispozitive numite **supape.** De unde ştiu supapele sensul în care fluidul are tendinţa să circule pentru a decide să-l lase sau nu să treacă ? Simplu, fluidul curge de la presiune mare la presiune mică iar supapele sesizează tocmai această diferenţă de presiune, deoarece ea este proporţională cu forţa netă exercitată de fluid asupra supapei. Dacă forţa are sensul corect şi **dacă mărimea ei depăşeşte o anumită valoare de prag**, supapa se deschide şi fluidul poate să treacă.

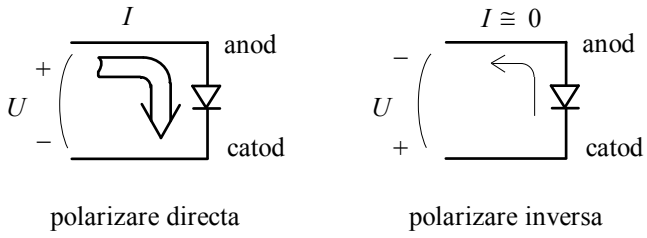


Fig. 3.1. Dioda semiconductoare: polarizare directă şi inversă.

În circuitele electronice, aceeaşi funcţie este îndeplinită de către diode. Aşa cum se vede în Fig. 3.1,

dioda este un dispozitiv de circuit cu două borne (un **dipol**) care conduce, practic, numai într-un sens: de la **anod** la **catod .**

Simbolul utilizat pentru ea este cel din figura anterioară; sensul săgeţii arată sensul în care dioda conduce.

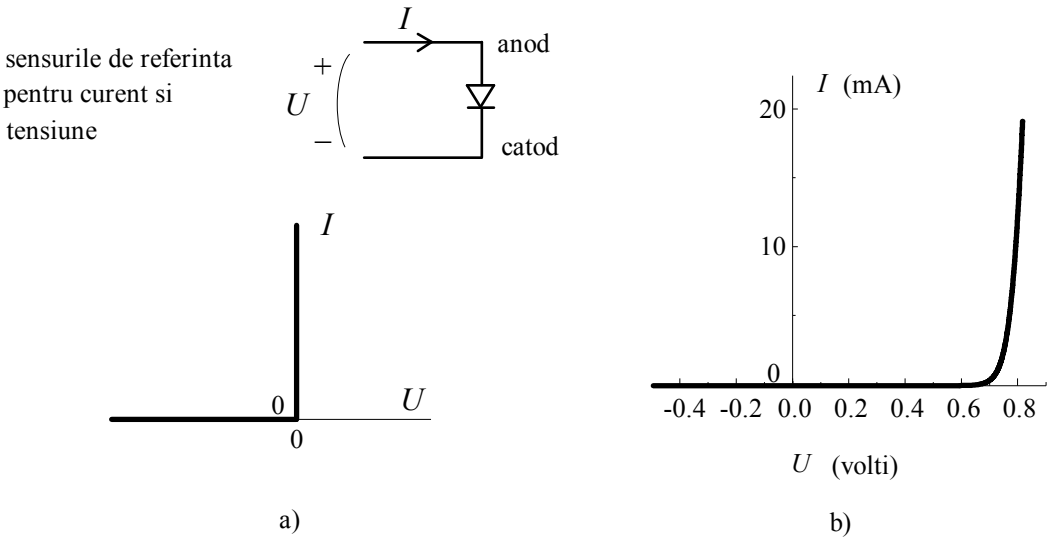


Fig. 3.2. Caracterstica statică a unei diode ideale (a) şi a unei diode semiconductoare cu siliciu (b).

Comportarea dispozitivelor electronice la curent continuu şi la frecvenţe mici este descrisă de caracteristica lor statică. Pentru o diodă **ideală**, aceasta ar trebui să arate ca în Fig. 3.2 a) : la polarizare inversă (potenţialul anodului mai coborît decît cel al catodului) curentul este nul pentru ca la atingerea tensiunii zero dioda să se deschidă şi să se comporte ca un scurtcircuit. Este clar dioda **nu se comportă ca un rezistor**, fiind un element nesimetric şi neliniar.

Primele diode au fost realizate ca **tuburi electronice** dar astăzi se utilizează aproape exclusiv **diodele semiconductoare**, realizate din **germaniu** sau **siliciu.** Caracteristica statică curent-tensiune a unei diode semiconductoare cu siliciu arată ca în Fig. 3.2. b).

Să privim mai întîi regiunea de **polarizare directă** (forward în limba engleză), unde potențialul anodului este mai ridicat decît cel al catodului. Dioda ideală se comportă ca un scurtcircuit şi nu există cădere de tensiune pe diodă, deşi curentul poate avea orice valoare. Spre deosebire de aceasta, prin dioda semiconductoare trece un curent semnificativ numai dacă tensiune depăşeşte o anumită valoare, numită t**ensiune de deschidere.** Astfel, pentru diodele cu germaniu tensiunea de deschidere este de 0.2-0.3 V iar pentru cele cu siliciu tensiunea de deschidere este de 0.6-0.7 V . După deschidere, curentul creşte foarte rapid cu tensiunea; dacă încercăm să mărim cu mai mult de cîteva zecimi de volt tensiunea pe diodă, curentul ajunge la valori atît de mari încît dioda este distrusă.

Există un punct special pe caracteristică ce permite definirea precisă a tensiunii de deschidere ?

La polarizare directă, caracteristica diodei semiconductoare este foarte bine descrisă de relația

$$I = I_s\left(e^{\frac{U}{mV_T}} - 1\right); \qquad (3.1)$$

unde mărimea $V_T = k_B T/e$ este tensiunea termică, egală cu 25 mV la temperatura camerei, iar I_s este numit curent invers de saturație şi are valori de ordinul 10^{-11}A -10^{-6} A, după tipul materialului şi destinația diodei. Parametrul m , numit **factor de idealitate** sau **coeficient de emisie,** depinde de locul din structura diodei unde are loc o anumită fază a mecanismului intern de transport al curentului; coeficientul de emisie m are valoarea 1 pentru diodele cu germaniu, în timp ce pentru diodele cu siliciu are o valoare apropiată de 2, care poate diferi însă după mărimea curentului prin diodă.

Să considerăm, deocamdată, o diodă cu germaniu şi să urmărim în Fig. 3.3 evoluția curentului raportat la valoarea celui de saturație, I/I_S . În desenul a) avem reprezentată variația sa în jurul tensiunii nule; se observă că intensitatea este nulă la tensiune nulă, caracteristica statică a diodei trecînd exact prin origine).

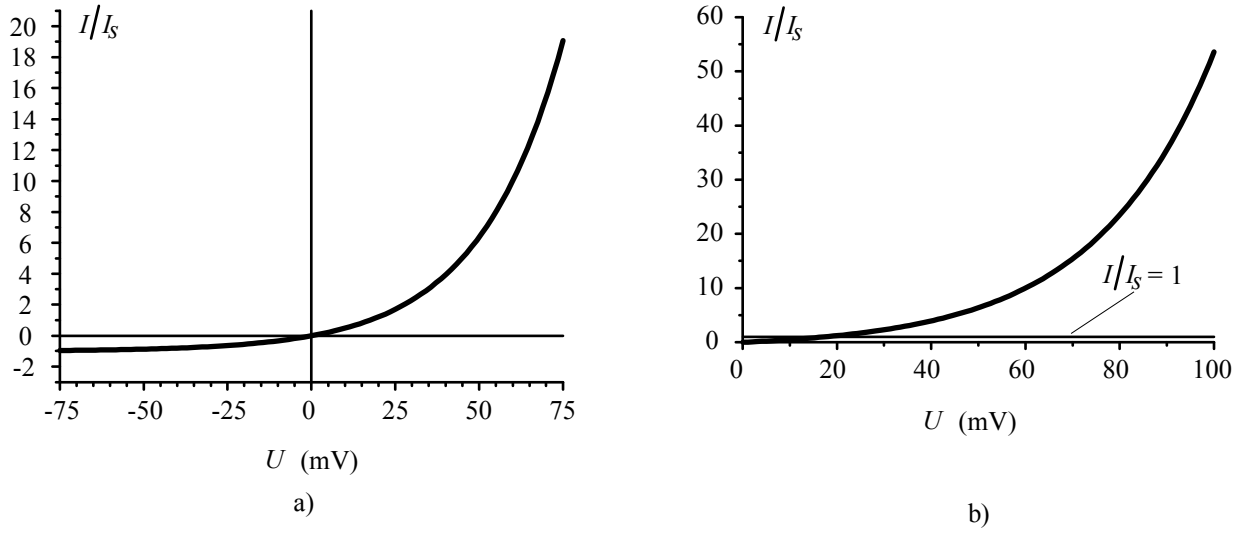
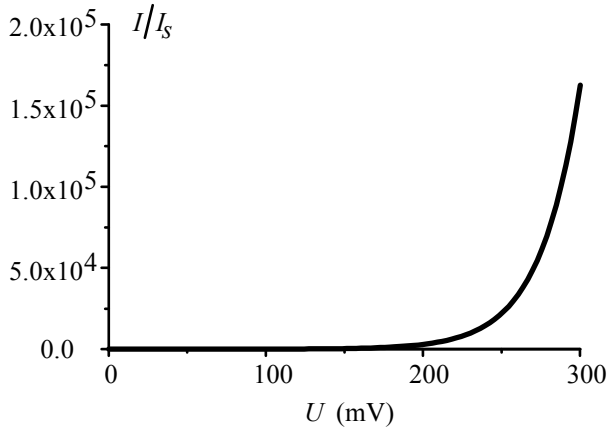


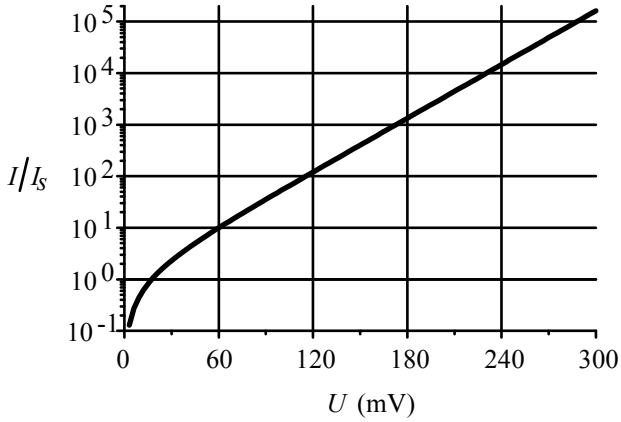
Fig. 3.3 a) şi b). Evoluția raportului I/I_S la dioda cu germaniu; pe desenul b) a fost figurată cu linie subțire şi dependența $I/I_S = 1$

Este acest lucru obligatoriu ? Să privim sensurile de referință pentru curent şi tensiune, aşa cum au fost ele alese : curentul intră în diodă pe la borna de potențial ridicat. Aceasta înseamnă că dacă valorile tensiunii sunt fie ambele pozitive (cadranul I al graficului caracteristicii), fie ambele negative (cadranul III), dioda

funcționează ca un consumator de energie. Din contra, în cadranele II şi IV dispozitivul ar trebui să fie un generator de energie electrică.



c)



d)

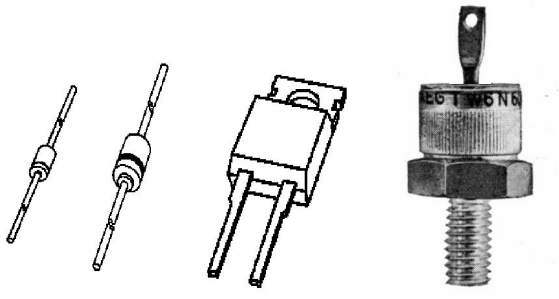
Fig. 3.3 c) şi d).. Evoluția raportului I/I_S în conducție directă, la o diodă cu germaniu.

Deoarece dioda semiconductoare este un consumator de energie, caracteristica să trebuie să treacă din cadranul III în cadranul I, evitînd cadranele II şi IV. Acest lucru nu se poate face decît prin origine

Al doilea aspect pe care îl observăm este că intensitatea are comportări diferite la polarități diferite ale tensiunii. La polarizare inversă (tensiuni negative) curentul variază lent şi pe la - 75 mV ajunge practic la valoarea de saturație $I = -I_S$. Pentru polarizare directă, exponențiala creşte rapid şi curentul creşte şi el puternic cu tensiunea. Desenele b) şi c) explorează caracteristica în conducție directă pe o scară din ce în ce mai mare de tensiuni. Se observă că, privind la scara 300 mV=0.3 V, exponențiala face, pur şi simplu, explozie, raportul I/I_S ajungînd peste 150 000; **pe la aceste valori ale curentului este utilizată dioda în conducție directă**. La scara la care suntem obligați acum să privim lucrurile, raportul I/I_S are valori semnificative începînd de pe la 200 mV=0.2V, ca şi cum ar exista o tensiune de prag. De fapt, nu există nici un punct special pe caracteristică, aşa cum se poate constata şi în desenul c) al figurii, unde am reprezentat raportul I/I_S în scară logaritmică.

Deşi nu există un punct special de deschidere pe caracteristică, tensiunea de deschidere are semnificație clară

Un anumit tip de diodă este proiectat să funcționeze garantat pînă la o valoare maximă $I_{FD\max}$ a curentului. Dioda din Fig. 3.4 a) este una destinată să lucreze la curenți de cîteva zecimi de amper, cele din desenele b) şi c) au un curent maxim de 1 A şi, respectiv, 6 A, pe cînd "monstrul" din desenul d) poate suporta curenți de 50 A. Spunem că dioda este deschisă cînd intensitatea este semnificativă la scara lui $I_{FD\max}$ (este undeva pe la $I_{FD\max}/100 \div I_{FD\max}/10$). De ce există, atunci, o tensiune tipică pentru germaniu ? În primul rînd, pentru că o modificare de 1000 de ori a curentului la care măsurăm



a) b) c) d)

Fig. 3.4. Diode semiconductoare.

tensiunea nu înseamnă decît o variaţie de 0.18 V a tensiunii. Iar în al doilea rînd, diodele de curenţi mari au aria mai mare, ceea ce, aşa cum se poate constata în Fig. 3.5 a), conduce la mărirea corespunzătoare a curentului de saturaţie. Pe figură sunt desenate caracteristicile statice pentru dioda 1N4148 de 10mA şi dioda 1N1183 cu un curent maxim de 35 A. Considerînd deschiderea la $I_{FD\max}/100$, tensiunea pe diode este aproape aceeaşi, deoarece raportul I/I_s are aproape aceeaşi valoare.

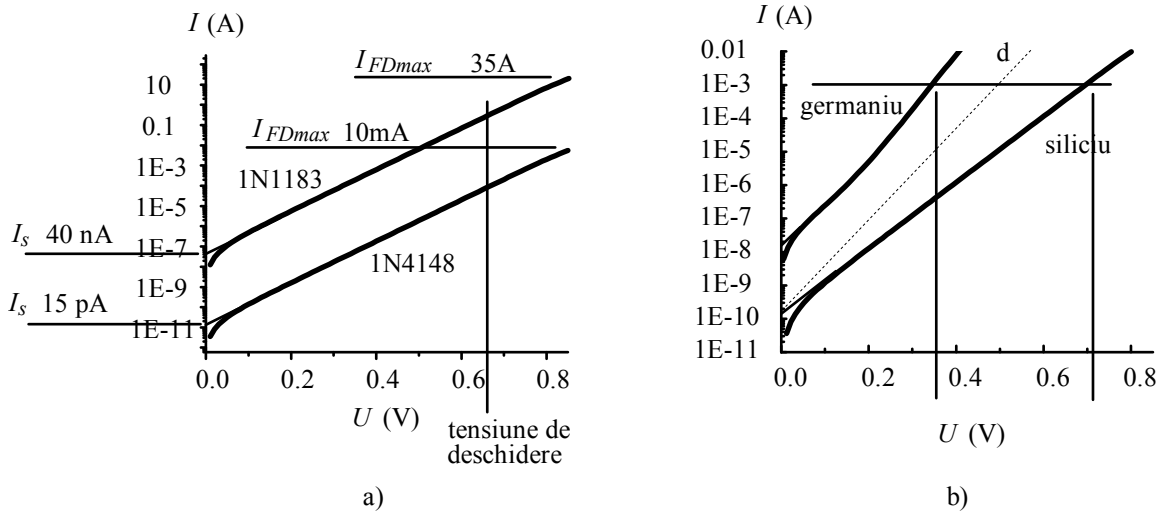


Fig. 3.5. Diodele destinate să lucreze la curenţi mari au şi curentul de saturaţie mai mare, astfel că tensiunea de deschidere este practic aceeaşi (a); explicaţia diferenţei de tensiune de deschidere între diodele cu germaniu şi cele cu siliciu (b).

Să privim acum mai atent caracteristica de conducţie directă reprezentată în scară semilogaritmică în Fig. 3.3 d). Observăm că, la tensiuni mai mari de 100 mV, caracteristica în scară logaritmică este dreaptă, adică dependenţa curentului poate fi aproximată cu una exponenţială; cum la germaniu coeficientul de emisie m este unitar,

$$I \cong I_s e^{\frac{U}{V_T}}. \qquad (3.2)$$

Extrapolarea acestei dependenţe aproximative la $U = 0$ în scară semilogaritmică permite determinarea comodă a curentului de saturaţie.

Cum baza logaritmilor naturali $e = 2.7182$ nu este un număr prea confortabil pentru experimentatori, se obişnuieşte să se dea variaţia de tensiune pentru care curentul creşte de 10 ori nu de e ori, ci de 10 ori; din figură rezultă că

la o diodă cu germaniu, valoarea curentului se multiplică cu zece la fiecare creştere cu 60 mV a tensiunii.

Deoarece la siliciu valoarea coeficientului de emisie este aproape egală cu 2, în scară semilogaritmică intensitatea curentului creşte cu tensiunea de două ori mai lent decît la germaniu; astfel

la o diodă cu siliciu, valoarea curentului se multiplică cu zece la fiecare creştere cu aproximativ 120 mV a tensiunii.

De ce diodele cu siliciu au altă tensiune de deschidere decît cele cu germaniu

Aşa cum spus anterior, tensiunea de deschidere este la diodele cu siliciu 0.6 V- 0.7 V, diferită de aceea a diodelor cu germaniu (0.2- 0.3 V). Aşa cum se poate constata pe Fig. 3.5 b), două cauze contribuie la această deosebire. În primul rînd, la diodele cu siliciu valorile curenţilor de saturaţie sunt de aproximativ 1000 de ori mai mici decît la germaniu şi factorul exponenţial trebuie să fie de 1000 de ori mai mare pentru a produce acelaşi curent ca la o diodă cu germaniu. (1 mA pe exemplul din figură). În consecinţă, tensiunea trebuie să fie mai mare. Cum valoarea curentului se multiplică cu 10 pe 60 mV, aceasta ar justifica o creştere cu 3×60 mV = 0.18 V a tensiunii de deschidere (dreapta punctată notată cu d pe figură). În plus, însă, la diodele cu siliciu parametrul de recombinare m are valoarea 2 şi variaţia curentului este de coună ori mai lentă, valoarea curentul multiplicîndu-se cu zece abia pe 120 mV. Deci, pentru recuperarea handicapului curentului de saturaţie, va fi necesar un plus nu de 0.18 V ci de 0.36 V. Adunaţi această valoare la tensiunea de deschidere a diodelor cu germaniu şi o veţi obţine pe aceea a diodelor cu siliciu. Nu uitaţi că aceste valori nu sunt foarte bine precizate, pentru siliciu tensiunea de deschidere considerîndu-se 0.6 - 0.7 V.

Este dată tensiunea de deschidere în cataloage ?

Problema utilizatorului nu este cunoaşterea precisă a tensiunii de deschidere ci o estimare maximală a căderii de tensiune pe diodă (forward voltage drop în limba engleză), la curentul nominal de utilizare. Din acest motiv, în cataloage se dă căderea de tensiune maximă garantată la o anumită valoare a curentului.

Căderea de tensiune poate ajunge la diodele de curenţi mari pînă la valori de 1 - 2 V, datorită rezistenţelor ohmice interne.

Ce se întîmplă la polarizare inversă ?

La **polarizare inversă** (potenţialul anodului mai coborît decît cel al catodului), curentul prin dioda ideală este nul. Pe de altă parte, pentru dioda semiconductoare relaţia (3.1), care rezultă dintr-un model fizic simplificat al joncţiunii semiconductoare, arată existenţa unui **curent invers nenu**l. Atunci cînd tensiunea, în modul, este mult mai mare decît $V_T \cong 25$ mV, dioda intră în conducţie inversă şi relaţia (3.1) prezice un curent independent de tensiune, de mărime I_S, de unde şi numele dat acestei mărimi, de curent invers de saturaţie. În dioda reală, însă, există cîteva mecanisme care produc curenţi de scurgere între anod şi catod, alţii decît cel de saturaţie. Aceşti curenţi de scurgere erau complet neglijabili faţă de curentul în conducţie directă (de ordinul mA-sute de mA) dar contează faţă de I_S, aşa că **în conducţie inversă curentul unei diode variază cu tensiunea aplicată**, putînd creşte de cîteva ori. Astfel, curenţii inverşi sunt, în general, de ordinul zecilor de μA pentru diodele cu germaniu şi de ordinul zecilor de nA pentru cele cu siliciu. Chiar şi aşa, diodele semiconductoare conduc, practic, într-un singur sens: curenţii inverşi sunt mai mici de 1000 de ori (pentru germaniu) şi de 1 milion de ori (pentru siliciu) decît curenţii în conducţie directă.

Dacă modulul tensiunii inverse depăşeste o anumită valoare, U_{BR}, numită tensiune de străpungere (**break-down**), curentul creşte brusc cu tensiunea, ca în desenul a) al Fig. 3.6. Pentru diodele redresoare, care nu trebuie să conducă decît într-un singur sens, se urmăreşte ca această valoare să fie mare (sute şi chiar mii de volţi) pentru a nu fi depăşită în funcţionarea circuitului din care dioda face parte.

Există, însă, o categorie specială de diode, numite **stabilizatoare,** destinate să funcţioneze chiar pe străpungerea inversă, pentru care sunt utilizate simbolurile din desenul b) al figurii**.** La ele, valoarea tensiunii de străpungere este adusă intenţionat la valori mici (3-100 V); puteţi, astfel, să cumpăraţi diode cu tensiunea de străpungere egală cu, de exemplu, 3.9, 4.7, 5.1, 5,6,..., 10,..., 12,..., 24,...100 V etc. Utilizarea lor ca stabilizatoare de tensiune se bazează pe faptul că, în regiunea de străpungere, curentul, care are valori semnificative (zeci de mA) poate varia cu aproape un ordin de mărime în timp ce tensiunea pe diodă rămîne practic constantă. Există două mecanisme fizice care contribuie la străpungere: **efectul Zener** (dominant dacă

tensiunea de străpungere are valori mai mici de 5V) şi **străpungerea prin avalanşă**, dominantă dacă străpungerea are loc la tensiuni mai mari de 8 V. Cînd tensiunea de străpungere este între 5 şi 8 V, străpungerea are loc prin ambele mecanisme. Este important de reținut că sensul variației cu temperatura a tensiunii de străpungere, dU_{BR}/dT , este opus pentru cele două mecanisme discutate; efectele temperaturii tind să se anuleze reciproc pentru diodele cu tensiunea de străpungere de 5.1- 5.6 V. De multe ori, în terminologia de limbă română, diodele stabilizatoare sînt numite diode Zener, indiferent de mecanismul străpungerii.

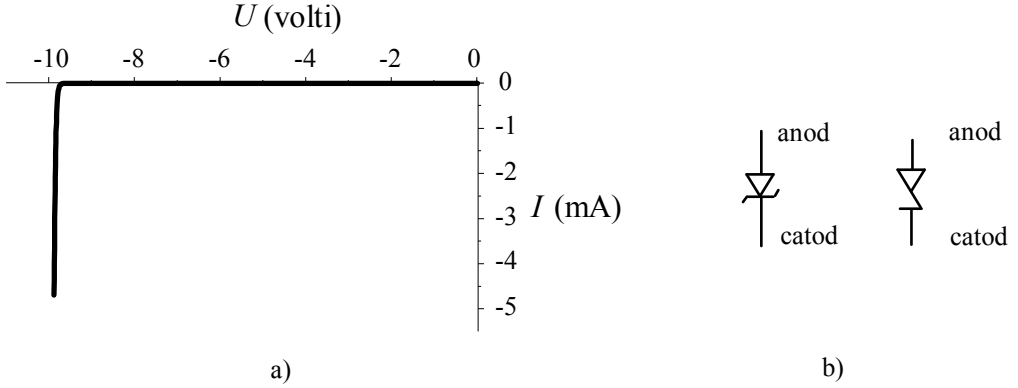


Fig. 3.6. Caracteristica inversă a unei diode semiconductoare (a) şi simbolurile utilizate pentru diodele stabilizatoare (b).

O altă categorie de diode, aparținînd dispozitivelor **optoelectronice**, este aceea a diodelor care emit radiații luminoase: necoerente în cazul diodelor luminescente (LED light emitting diodes) şi coerente în cazul diodelor laser. La ele, în conducție directă, peste o intensitate de prag (care depinde de tipul materialelor utilizate), trecerea curentului produce emisia luminii.

B. Date de catalog

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
*Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
*Non–Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz)	V_{RSM}	60	120	240	480	720	1000	1200	Volts
*RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	Volts
*Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, see Figure 8, T_A = 75°C)	I_O	1.0							Amp
*Non–Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions, see Figure 2)	I_{FSM}	30 (for 1 cycle)							Amp
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J T_{stg}	– 65 to +175							°C

Fabricanții furnizează în foile de catalog (data sheet în limba engleză) informații detaliate asupra componentelor pe care le oferă. Pentru familiarizare, am început secțiunea cu prezentarea unui extras din foaia de catalog a diodelor 1N401 - 1N407, diode redresoare de uz general. Un grup important de informații îl constituie **valorile maximale (maximum ratings)** ale tensiunilor şi curenților, pentru anumite condiții

specifice. Depăşirea acestor valori maxime conduce la deteriorarea performanţelor şi poate chiar distruge dispozitivul

Primele trei liniii din tabel se referă la tensiunea inversă (reverse voltage) garantată pentru diverse condiţii de funcţionare (vîrfuri de tensiune, tensiune continuă, etc). Pentru curent continuu, diodele 1N4001 au această valoare de numai 50 V pe cînd diodele 1N4007 rezistă pînă la o tensiune inversă de 1000 V.
Urmează apoi informaţii despre curentul maxim admis. Valoarea curentului mediu redresat este aceeaşi pentru toate tipurile discutate, egală cu 1 A.. În condiţii nerepetitive, diodele acceptă însă un curent de vîrf foarte mare, de 30 A. Ultima linie a tabelului se referă la gama de temperaturi de stocare şi funcţionare, care se întinde între -65^{O} C şi +175^{O} C.

O altă categorie de informaţii o reprezintă caracteristicile electrice (de funcţionare) :

ELECTRICAL CHARACTERISTICS*

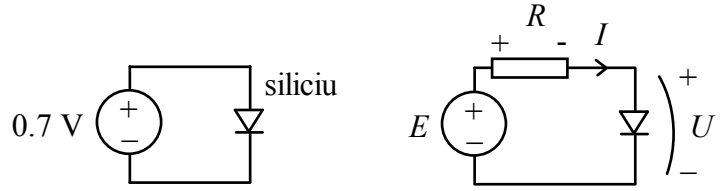
Rating	Symbol	Typ	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop (i_F = 1.0 Amp, T_J = 25 C)	v_F	0.93	1.1	Volts
Maximum Full–Cycle Average Forward Voltage Drop (I_O = 1.0 Amp, T_L = 75 C, 1 inch leads)	$V_{F(AV)}$	–	0.8	Volts
Maximum Reverse Current (rated dc voltage) (T_J = 25 C) (T_J = 100°C)	I_R	0.05 1.0	10 50	µA
Maximum Full–Cycle Average Reverse Current (I_O = 1.0 Amp, T_L = 75°C, 1 inch leads)	$I_{R(AV)}$	–	30	µA

În primele două linii găsim informaţii despre căderea de tensiune în conducţie directă. Valoarea instantanee este maximă la vîrful de curent; pentru un curent redresat mediu de 1 A, în cel mai defavorabil caz căderea de tensiune ajunge la 1.1 V, dar tipc este de 0.93 V. Media pe o perioadă a acestei căderi de tensiune nu depăşeşte 0.8 V. Ultimele două linii se referă la curentul invers. În curent continuu acesta este mai mic de 10µA la 25^{O} C dar poate ajunge 50µA la 100^{O} C; acestea reprezintă cazul cel mai defavorabil, valorile tipice fiind mult mai mici. La 25^{O} C curentul invers tipic e numai de 50 nA. În cazul redresării, valoarea medie a curentului invers nu depăşeşte 30 µA.

C. Metoda dreptei de sarcină

Peste pragul de deschidere, o mică variaţie a tensiunii produce creşteri foarte mari ale curentului. Din acest motiv deschiderea diodei cu o sursă ideală de tensiune (sau cu una avînd rezistenţă internă mică) ca în Fig. 3.7 a) este cea mai sigură cale de distrugere a sa: puţin sub tensiunea de deschidere dioda este blocată, puţin peste pragul de deschidere nu mai aveţi diodă. Întodeauna trebuie intercalat în circuit un rezistor pentru limitarea curentului (Fig. 3.7 b).

Să presupunem cunoscute tensiunea E, valoarea rezistenţei R şi caracteristica statică a diodei. Cum putem determina, de aici, valorile curentului I şi ale tensiunii U la bornele diodei ? Metoda atît de utilizată în liceu, bazată pe **legea lui Ohm pe întregul circuit** nu este aplicabilă deoarece **dioda nu respectă legea lui Ohm.** Legea tensiunilor conduce imediat la relaţia



a) circuit de polarizare recomandat pentru distrugerea diodelor

b) circuit de polarizare pentru utilizare in practica

Fig. 3.7. Polarizarea diodelor semiconductoare: greşită (a) şi corectă (b).

$$E - I \cdot R - U = 0 \tag{3.3}$$

care trebuie completată cu dependența $I = f(U)$ care caracterizează funcționarea diodei, adică ceea ce numim **caracteristică statică.** Dacă o scriem în formă analitică, ca în ecuația (3.2) (presupunînd cunoscute constantele I_S şi m), **sistemul de ecuații obținut este unul neliniar** şi rezolvarea sa poate fi efectuată numai **numeric**, de către calculator.

Dacă ne mulțumim, însă, cu o precizie rezonabilă, de cîteva procente, putem rezolva sistemul de ecuații printr-o metodă grafică. Reprezentarea ecuației $I = f(U)$ o avem, este caracteristica statică a diodei (Fig. 3.8). Mai rămîne să reprezentăm grafic şi relația (3.6), care descrie funcționarea circuitului extern diodei. Această relație poate fi pusă sub forma

$$I = \frac{E}{R} - \frac{1}{R}U; \tag{3.4}$$

graficul ei este **o linie dreaptă**, cu panta $-1/R$, care intersectează axele la E/R şi E.

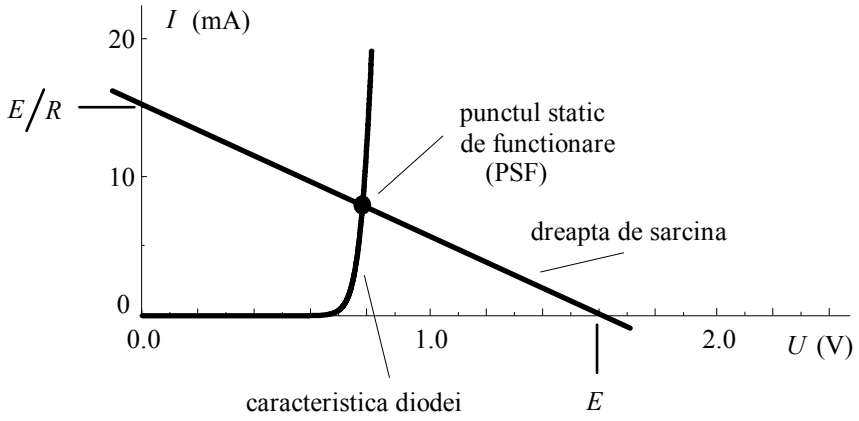


Fig. 3.8. Determinarea PSF prin metoda dreptei de sarcină.

Memorarea intersecțiilor cu axele nu este necesară: cu mărimile E şi R nu puteți construi altă mărime cu dimensiuni de tensiune decît E (şi o tensiune trebui să fie coordonata de intersecție ca axa tensiunilor) şi altă mărime cu dimensiuni de curent decît E/R.

Deoarece în multe aplicații scopul urmărit este controlul tensiunii pe rezistența R, această rezistență este considerată **rezistență de sarcină.** Din acest motiv, graficul determinat de relația (3.4) este numit **dreaptă de sarcină (load line** în limba engleză**).** Soluția sistemului de ecuații, adică punctul static de funcționare (**PSF)**, se găseşte la intersecția celor două curbe, aşa cum se vede în figură.

Puterea metodei nu stă în precizie ci în caracterul ei foarte sugestiv, mai ales atunci cînd una din ecuațiile sistemului se modifică datorită variației unui parametru. De exemplu, să presupunem că modificăm continuu, dar suficient de lent pentru ca dioda să se comporte **cuasistatic**, valoarea E a sursei de tensiune. Cum panta dreptei de sarcină este $-1/R$, aceasta va rămîne connstantă, adică **dreapta de sarcină se deplasează paralel cu ea însăşi**, ca în Fig. 3.9 a). Putem urmări, astfel, cum punctul de funcționare se deplasează pe caracteristica diodei, în funcție de valoarea tensiunii E. Curentul este bine controlat şi el nu depăşeşte valoarea $(E - 0.7\ \mathrm{V})/R$. Dacă am fi încercat să polarizăm dioda ca în Fig. 3.7 a), direct de la sursa ideală de tensiune, dreapta de sarcină ar fi fost verticală şi, la modificarea tensiunii E, punctul de

funcționare ar fi evoluat după deschiderea diodei ca în Fig. 3.9 b): o foarte mică creştere a tensiunii ar fi aruncat punctul de funcționare la valori ale curentului care ar fi distrus dioda.

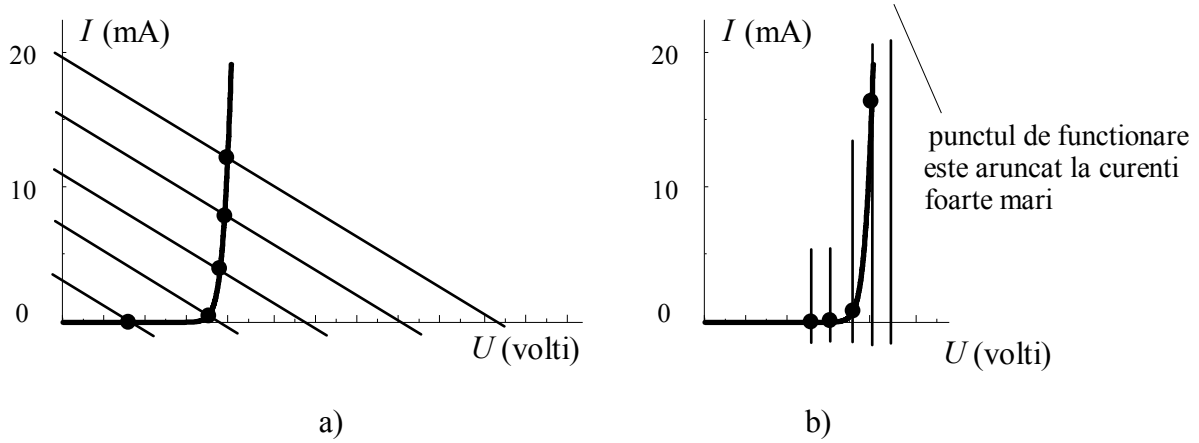


Fig. 3.9. Evoluția punctului de funcționare la modificarea tensiunii E, cu rezistență de limitare a curentului (a) şi cu dioda legată direct la sursa de tensiune (b).

De fapt, în practică, pentru determinarea aproximativă a punctului de funcționare, nu avem nevoie **nici măcar de metoda dreptei de sarcină:** tensiunea pe dioda deschisă este cunoscută cu suficientă precizie şi valoarea curentului rezultă imediat

$$I = \frac{E - 0.7\text{V}}{R} \tag{3.5}$$

(am considerat cazul diodei din siliciu). Mai mult, cel mai frecvent avem $E >> 0.7\text{V}$ şi putem scrie

$$I \cong \frac{E}{R}. \tag{3.6}$$

Ce eroare am introdus, prin neglijarea tensiunii de deschidere, pentru $E = 10$ V ? Numai 7 %. Iar dacă am fi luat în considerație tensiunea de deschidere, imprecizia de 0.2 V în valoarea ei ar produs o eroare relativă asupra curentului de numai 2 %.

D. Circuitul echivalent pentru variaţii mici

Atunci cînd curentul suferă variaţii relative mici $\Delta I/I << 1$, putem considera că porţiunea de caracteristică pe care se deplasează punctul de funcţionare este practic o linie dreaptă (Fig. 3.10) şi putem introduce rezistenţa dinamică $r = dU/dI$. Prin diferenţierea relatiei (3.2) se obţine imediat expresia acestei rezistenţe dinamice

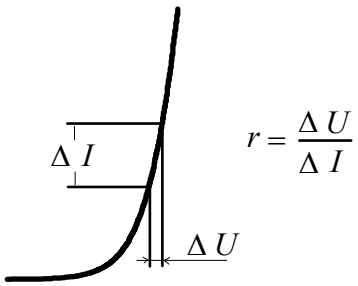


Fig. 3.10. Definirea rezistenţei dinamice.

$$\boxed{r = dU/dI = mV_T/I} \qquad (3.7)$$

care este **invers proporţională cu valoarea curentului de repaus**. Astfel, la diodele cu germaniu

$$\boxed{r = \frac{25\ \text{mV}}{I}} \qquad (3.8)$$

iar la cele cu siliciu

$$\boxed{r \cong \frac{50\ \text{mV}}{I}} \qquad (3.9)$$

Chiar la valori mici ale curenţilor, cum este 1 mA, rezistenţa dinamică are valori mici; pentru $m = 1$, ea este de 25 Ω. La curenţi mari, rezistenţa dinamică scade şi mai mult, devenind, de exemplu, numai 0.25 Ω la curentul de 100 mA.

Să presupunem acum că tensiunea E a sursei din Fig. 3.7 b), cu care am polarizat dioda, suferă o mică variaţie ΔE şi dorim să calculăm modificarea stării circuitului, adică variaţia ΔI a curentului şi variaţia ΔU a tensiunii pe diodă. Am putea să utilizăm, în continuare metoda dreptei de sarcină, desenînd un detaliu mărit al caracteristicii, dar există o cale mult mai simplă şi mai elegantă: putem considera că, pentru intervalul de variaţie considerat, caracteristica diodei este un segment de dreaptă (atenţie, o dreaptă care **nu trece prin origine**). Acest lucru nu ajută mult metoda grafică, dar ne permite să utilizăm **rezistenţa dinamică,** calculată în punctul static în jurul căruia are loc variaţia. Dacă reluăm legea tensiunilor pe circuit

$$E - I \cdot R - U = 0\,,$$

o diferenţiem şi scriem că, pentru diodă, $\Delta U = r \cdot \Delta I$, obţinem

$$\Delta E = R \cdot \Delta I + r \cdot \Delta I \qquad (3.10)$$

Este mult mai comod să privim la circuite decît la ecuaţii; or relaţia anterioară caracterizează un circuit serie (Fig. 3.11), alcătuit dintr-o sursă care produce tensiunea ΔE, în serie cu rezistorul de limitare a curentului R şi cu **rezistenţa dinamică a diodei** r**.** Mărimile electrice implicate sunt variaţiile tensiunilor şi curenţilor; am obţinut un **circuit echivalent pentru variaţii mici**, cu care se lucrează mult mai uşor decît cu relaţia (3.10). Fiind un **circuit liniar**, putem scrie imediat (legea lui Ohm)

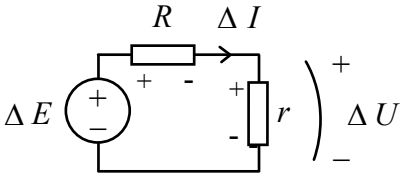


Fig. 3.11. În circuitul echivalent pentru variaţii mici, dioda este înlocuită cu rezistenţa ei dinamică.

$$\Delta I = \frac{\Delta E}{R + r} \tag{3.11}$$

iar variaţia tensiunii ΔU se obţine cu regula de trei simplă (avem un divizor rezistiv fără sarcină)

$$\Delta U = \Delta E \, \frac{r}{R + r}. \tag{3.12}$$

E. Verificarea experimentală a unei dependenţe exponenţiale

Am văzut că, în conducţie directă, caracteristica statică $I = f(V)$ a unei diode semiconductoare este descrisă conform relaţiei (3.2) de

$$I = I_S e^{\frac{V}{mV_T}}. \tag{3.13}$$

Vom încerca să verificăm experimental acest lucru; numai că într-un grafic desenat în coordonate liniare (prescurtare "lin-lin" în literatura ştiinţifică) aceasta este o operaţie dificilă, datorită variaţiei puternic neliniare a funcţiei exponenţiale. O soluţie mai simplă va apărea dacă vom logaritma relaţia precedentă. Atenţie însă, **nu puteţi aplica operaţia de logaritmare decît numerelor adimensionale,** altfel veţi ajunge la întrebarea fundamentală: **în ce unităţi se măsoară** $\log(I)$ **?** Avem două posibiltăţi, fie impărţim relaţia la I_S, fie la o altă valoare de curent, să zicem 1 mA. Vom avea dreptul să scriem

$$y = \log\left(I/1\,\text{mA}\right) = \log\left(I_S/1\,\text{mA}\right) + \frac{V}{mV_T}\frac{1}{\ln(10)} = A + BV \tag{3.14}$$

unde A şi B sunt constante. Am obţinut o relaţie de gradul întîi, care va avea drept grafic o **linie dreaptă,** ca în Fig. 3.12. a). Panta graficului este legată direct de $\frac{1}{mV_T}$ iar punctul de la $V = 0$ (obţinut prin extrapolarea graficului) furnizează valorea curentului de saturaţie.

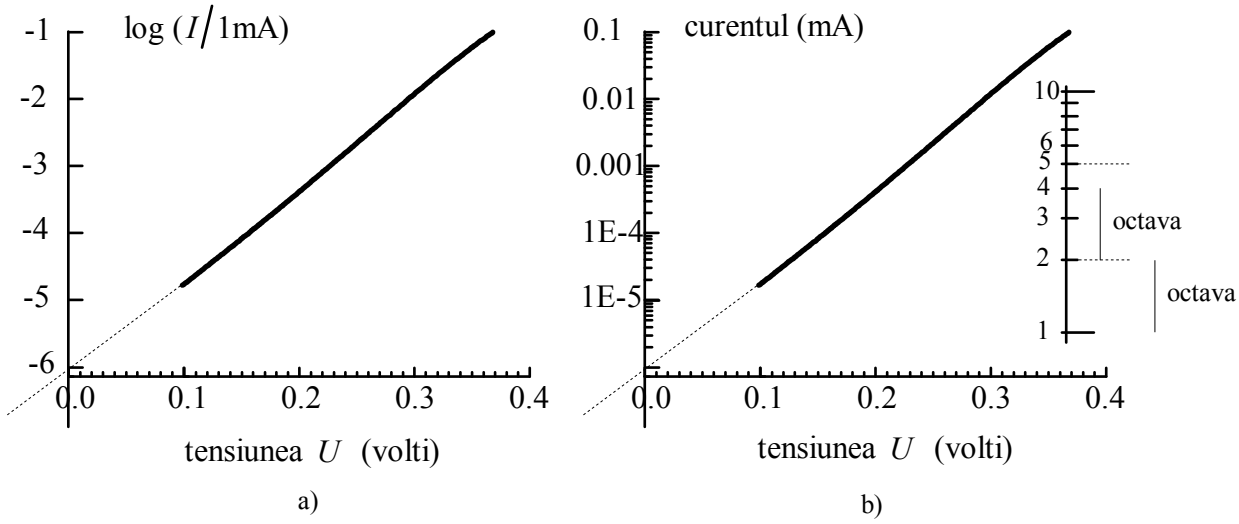


Fig. 3.12. Caracteristica diodei, în coordonate liniară pentru tensiune şi logaritmică pentru curent.

Acesta este un procedeu absolut corect dar prezintă, în special pentru experimentatori, un inconvenient major: dacă alegem un punct oarecare de pe grafic, avînd coordonata y, şi dorim să aflăm valoarea curentului va trebui să efectuăm operaţia matematică $10^{y} \cdot 1\ \text{mA}$; or **rolul esenţial al unui grafic este să permită citirea comodă şi rapidă a informaţiei**. Din acest motiv, gradarea axei y (liniuţe ajutătoare şi etichete) **nu se face cu valorile logaritmului ci direct cu valorile mărimii reprezentate,** ca în desenul b) al figurii. Evident, **ele nu vor fi echidistante, dar vor prezenta nişte proprietăţi esenţiale pentru o reprezentare logaritmică.** Dacă pe o axă liniară o deplasare Δy este proporţională cu variaţia $I_{final} - I_{initial}$ a mărimii reprezentate, pe o scara logaritmică ea este proporţională cu raportul de multiplicare a mărimii reprezentate, $I_{final}/I_{initial}$. Astfel, distanţele pe scara logaritmică se măsoară în **decade** (corespunzătoare multiplicării cu zece) sau **octave** (corespunzătoare multiplicării cu doi).

În desenul b) aveţi desenată, în detaliu, o decadă. Se poate observa că diviziunile 1, 2, 5 şi 10 sunt aproximativ echidistante. Această observaţie vă permite să vă construiţi rapid şi fără efort o scară logaritmică aproximativă; din acelaşi motiv, dacă doriţi să aveţi puncte experimentale echidistante pe axa y, va trebui să faceţi măsurătorile în această secvenţă de valori.

Cum extragem, însă, informaţiile din acest grafic ? Revenind la relaţia (3.14), pe o decadă de curent $y = \log(I/1\,\text{mA})$ creşte cu o unitate şi, deci, tensiunea variază cu $\ln 10 \cdot mV_T = 2.30 \cdot mV_T$

$$\boxed{\Delta U_{(10)} = 2.30 \cdot mV_T \Rightarrow I \to 10 \cdot I} \qquad (3.15)$$

Pentru o dublare a curentului, variaţia de tensiune necesară este $\log 2 \cdot \ln 10 \cdot mV_T = 0.69 \cdot mV_T$

$$\boxed{\Delta U_{(2)} = 0.69 \cdot mV_T \Rightarrow I \to 2 \cdot I} \qquad (3.16)$$

După determinarea din graficul experimental a oricăreia dintre tensiunile $\Delta V_{(10)}$ sau $\Delta V_{(2)}$, putem utiliza una din relaţiile (3.15) sau (3.16) pentru calcularea produsului mV_T. Cît despre curentul de saturaţie I_S, el poate fi citit acum direct pe grafic, după extrapolare.

Enunţuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memoraţi)

-Dioda este un dipol care conduce, practic, într-un singur sens: de la anod la catod.

- Pentru diodă se utilizează simbolul

, unde săgeata arată sensul în care poate să treacă curentul.

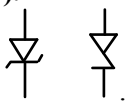
- La polarizare directă, curentul devine semnificativ după depăşirea tensiunii de deschidere. Această tensiune este de 0.2-0.3 V la diodele cu germaniu şi 0.6-0.7 V la diodele cu siliciu.

- În conducţie directă, curentul creşte exponenţial, valoarea sa multiplicîndu-se cu 10 la fiecare creştere a tensiunii de 60 mV la diodele cu germaniu şi 120 mV la cele cu siliciu.

- Pentru variaţii mici putem defini rezistenţa dinamică; ea este $25\ \mathrm{mV}/I$ **la diodele cu germaniu şi aproximativ** $50\ \mathrm{mV}/I$ **la cele cu siliciu.**

- Curentul invers nu este chiar nul; valorile sale sunt de ordinul zecilor de μA la diodele cu siliciu şi de ordinul zecilor de nA la cele cu siliciu. Oricum, el este de 10^3-10^6 ori mai mic decît cel de conducţie directă.

- Dacă tensiunea inversă depăşeste o anumită valoare, dioda se străpunge invers şi curentul devine important. Diodele stabilizatoare (Zener) sunt destinate utilizării în această regiune, tensiunea de străpungere fiind intenţionat adusă la valori mici (3V - 100 V).

- Pentru diodele stabilizatoare se utilizează simbolurile  .

- Diodele stabilizatoare cu tensiunea nominală apropiată de 5 V sunt cele mai puţin sensibile la temperatură.

- Punctul static de funcţionare (PSF) al unui circuit cu dispozitive neliniare poate fi calculat aproximativ prin metoda grafică a dreptei de sarcină. Metoda este utilă mai ales în vizualizarea evoluţiei PSF atunci cînd unul din parametrii circuitului este modificat.

- Pentru variaţii mici în jurul unui anumit punct de funcţionare, modificare stării circuitului poate fi calculată utilizînd circuitul echivalent pentru variaţii. În acest circuit, dioda este înlocuită cu un rezistor avînd rezistenţa egală cu rezistenţa dinamică a diodei, calculată în jurul acelui punct de funcţionare.

- Verificarea experimentală a unei dependenţe exponenţiale se face comod prin reprezentarea dependenţei în scară logaritmică pentru funcţie şi scară liniară pentru variabila independentă. În această reprezentare, graficul devine o linie dreaptă.

Termeni noi

-diodă	dipol care permite trecerea curentului doar într-un sens, de la anod la catod;
-polarizare (conducţie) directă	polarizarea diodei astfel încît potenţialul anodului să fie mai ridicat decît al catodului;
-polarizare inversă	polarizarea diodei astfel încît potenţialul anodului să fie mai coborît decît al catodului;
-tensiune de deschidere	valoarea tensiunii în polarizare directă, de la care valoarea curentului începe să fie semnificativă;
-tensiunea termică	valoarea expresiei $k_B T/e$, unde k_B este constanta Boltzman, T temperatura în K iar e este sarcina electronului; la temperatura camerei tensiunea termică este aproximativ 25 mV;
-parametru de recombinare	parametru adimensional, cu valori între 1 şi 2, care caracterizează mecanismul de conducţie în joncţiunile semiconductoare; la diodele cu germaniu are valoarea 1, la cele cu siliciu se apropie de valoarea 2, depinzînd de valoarea curentului;
- rezistenţă dinamică	raportul $\Delta U/\Delta I$, calculat pentru variaţii mici în jurul unui punct de funcţionare; la dispozitivele neliniare valoarea rezistenţei dinamice depinde de punctul de funcţionare;
-străpungere inversă	creşterea rapidă a curentului atunci cînd tensiunea inversă depăşeste o anumită valoare;
-diodă stabilizatoare (Zener)	diodă construită astfel încît tensiunea de străpungere inversă să fie adusă la o valoare mică, convenabilă; dioda este utilizată în regiunea de străpungere inversă;
-rezistenţă de sarcină	rezistenţă (rezistor) pe care circuitul electronic controlează tensiunea (şi puterea disipată);
-dreaptă de sarcină	graficul relaţiei liniare care caracterizează funcţionarea circuitului extern dipolului neliniar; el intersectează axele la E şi E/R;
-circuit echivalent pentru variaţii	un circuit care este utilizat pentru "vizualizarea" comodă a relaţiilor existente între variaţiile (mici) ale curenţilor şi tensiunilor; în el, dispozitivele neliniare sunt "înlocuite" cu rezistenţele lor dinamice;
- decadă	interval de lungime constantă pe scara logaritmică, corespunzînd multiplicării cu zece a valorii variabilei;
- octavă	interval de lungime constantă pe scara logaritmică, corespunzînd dublării valorii variabilei.

Probleme rezolvate

Problema 1. Sursa de tensiune V_g produce o evoluție a potențialului nodului A ca în Fig. 3.13. Determinați evoluția în timp a curentului prin diodă, aceasta fiind una redresoare cu siliciu, avînd tensiunea de străpungere inversă mult mai mare decît 10 V. Aflați, de asemenea, cum evoluează potențialul nodului B (ieşirea circuitului). Propuneți o aplicație pentru acest circuit.

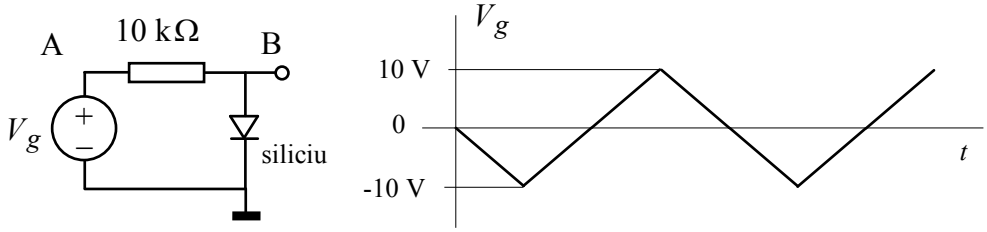


Fig. 3.13.

Rezolvare

Analizăm mai întîi situația cînd potențialul punctului A este pozitiv; în acest caz dioda va fi polarizată direct. Atîta timp, însă, cît tensiunea pe diodă nu va depăşi tensiunea de deschidere (0.6 V pentru că dioda este din siliciu), curentul va fi practic nul. În consecință, căderea de tensiune U_R pe rezistor ($I \cdot 10\ \text{k}\Omega$) va fi şi ea nulă şi deci

$$U_R = V_g - V_B = 0 \Rightarrow V_B = V_g .$$

Relația anterioară este valabilă cîtă vreme $V_g < \ 0.6\ \text{V}$:

$$0 \le V_g(t) < 0.6\ \text{V} \Rightarrow I = 0 \ \text{si} \ \ V_B(t) = V_g(t)$$

La depăşirea de către V_g a tensiunii de deschidere, dioda începe să se deschidă; deşi curentul creşte, tensiunea pe diodă rămîne practic constantă. Putem, astfel, calcula valoarea instantanee a curentului

$$0.6\ \text{V} \le V_g(t) \Rightarrow I = \frac{V_g(t) - 0.6\ \text{V}}{R} \ \ \text{si} \ \ V_B(t) = \text{constant} = 0.6\ \text{V} .$$

Valoarea maximă a curentului este atinsă cînd $V_g = 10\ \text{V}$ şi este de 0.94 mA. În Fig. 3.14 a), evoluția potențialului V_g a fost reprezentată cu linie punctată, pe cînd evoluția potențialului V_B (tensiunea pe diodă) este trasată cu linie groasă. Trebuie remarcat că distanța între aceste curbe este chiar tensiunea pe rezistență, $U_R = V_g - V_B$, proporțională în orice moment cu intensitatea curentului, reprezentată şi ea în desenul b).

Pentru cazul în care potențialul punctului A este negativ, situație este simplă, dioda fiind invers polarizată. Curentul prin diodă este practic nul şi nodurile A şi B au acelaşi potențial; avem

$$V_g(t) < 0 \Rightarrow I = 0 \ \ \text{si} \ \ V_B(t) = V_g(t).$$

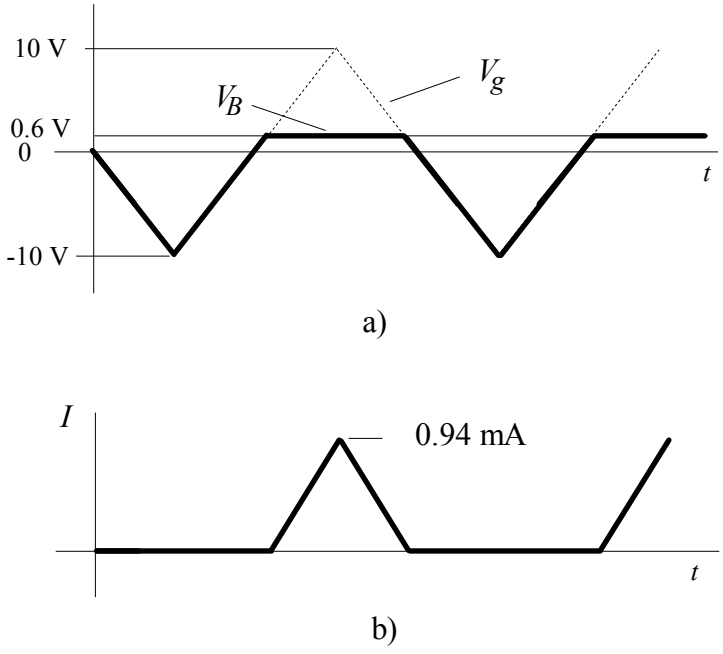


Fig. 3.14.

În concluzie, deşi tensiunea generatorului evoluează între + 10 V şi -10 V, tensiunea pe diodă evoluează numai între -10 V şi + 0.6 V (tensiunea de deschidere în conducţie directă). Circuitul acţionează ca un **limitator de tensiune (clipper** în limba engleză), "retezînd" orice vîrf care depăşeste 0.6 V. Astfel, circuitul poate fi utilizat pentru **protecţia** unor dispozitive împotriva unor tensiuni pozitive prea mari. Valoarea rezistenţei trebuie aleasă suficient de mare astfel încît intensitatea curentului prin diodă să nu devină periculoasă pentru diodă. Absenţa rezistenţei (o valoare $R = 0$) conduce la distrugerea diodei sau la părăsirea de către sursa a regimului liniar (intrarea în regimul de protecţie prin depăşirea curentului maxim). Dezavantajul circuitului este că pragul la care se face limitarea nu poate fi stabilit de proiectant, fiind egal cu tensiunea de deschidere a diodei.

Problema 2.

a) Să reluăm problema precedentă, pentru circuitul modificat din Fig. 3.15 a).

Rezolvare

De data aceasta, pentru ca dioda să se deschidă, potenţialul anodului trebuie să treacă de $V_{REF} + 0.6\ \text{V} = 2.6\ \text{V}$. Circuitul va limita valorile pozitive ale tensiunii la valoarea 2.6 V, curentul maxim fiind de 0.74 mA. Putem, astfel, produce limitarea la orice valoare dorim, prin alegerea tensiunii V_{REF}.

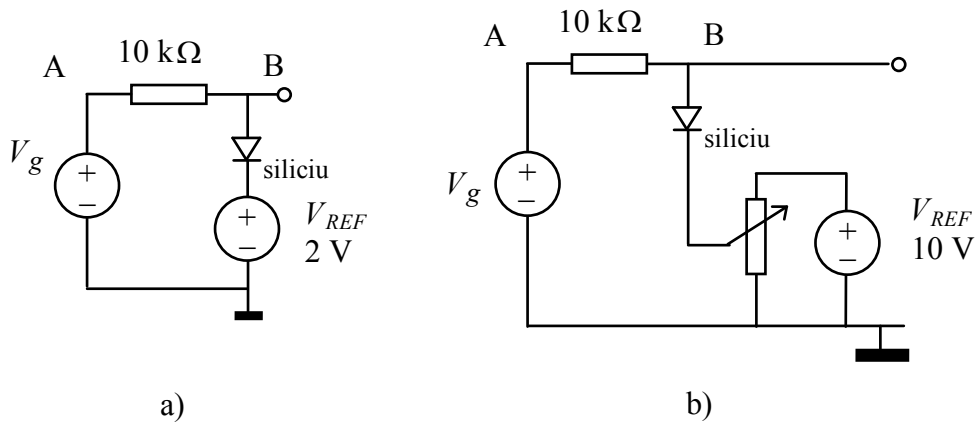


Fig. 3.15.

b) Circuitul din Fig. 3.15 b) permite ajustarea continuă a nivelului la care se face limitarea, prin intermediul unui potenţiometru. Acesta este echivalent cu un divizor rezistiv, la care se modifică raportul rezistenţelor, suma lor rămînînd constantă.

-între ce limite poate fi modificat nivelul la care se face limitarea ?

- ce valoarea trebuie să aibă rezistenţa potenţiometrului (între bornele sale extreme), pentru ca circuitul să funcţioneze corect ?

Rezolvare

-În poziţiile extreme, catodul diodei este ţinut fie la zero fie la 10 V; nivelul de limitare va putea fi reglat, deci, între 0.6 V şi 10.6 V.

-Pentru ca circuitul să funcţioneze corect este necesar ca potenţialul catodului să fie menţinut constant, chiar cu dioda în conducţie. Astfel, rezistenţa echivalentă a divizorului trebuie să fie mult mai mică decît rezistenţa de 10 kΩ care limitează curentul prin diodă. Dacă nu suntem foarte pretenţioşi, un potenţiometru cu rezistenţa de 1 kΩ este o alegere bună; în cel mai defavorabil caz, cînd cursorul este la jumătate, rezistenţa văzută de catodul diodei va fi aceea a două rezistenţe de 500 Ω legate în paralel, adică 250 Ω, de 40 de ori mai mică decît rezistenţa de limitare de 10 kΩ.

Probleme propuse

P 3.1. Calculați valoarea curentului prin circuitul din Fig. 3.16, dacă dioda este

a) cu siliciu

b) cu germaniu.

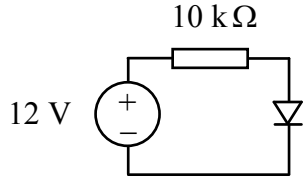


Fig. 3.16.

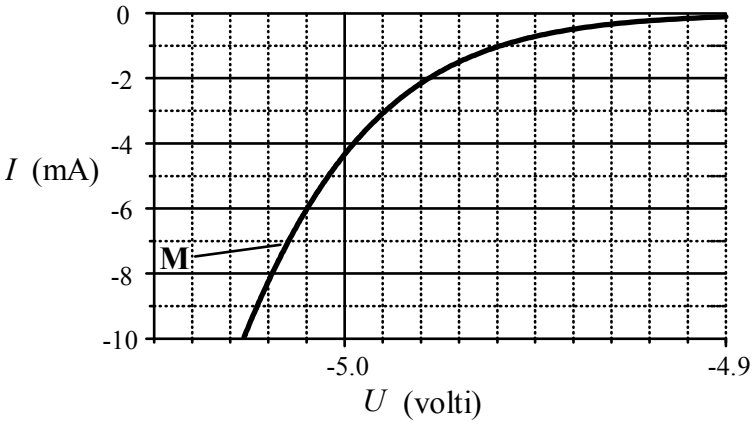


Fig. 3.17.

P 3.2. Sursa de tensiune din problema precedentă suferă o variație $\Delta E = 1\text{V}$. Considerînd o diodă cu siliciu, desenați circuitul echivalent pentru variații şi calculați cu cît se modifică intensitatea curentului şi tensiunea pe diodă (va trebui să calculați, mai întîi, rezistența dinamică a diodei, la curentul determinat anterior).

P 3.3. Caracteristica unei diode, în zona de străpunngere inversă, este cea din Fig. 3.17. Calculați, din grafic, rezistența dinamică în jurul punctului M.

P 3.4. În circuitul de limitare din Fig. 3.18., au fost montate **antiparalel**, două diode cu siliciu. Evoluția tensiunii generatorului se face între -10 V şi 10V, cu o formă de undă identică cu cea de la problema rezolvată. Deduceți, din nou, evoluțiile potențialului punctului B şi a curentului.

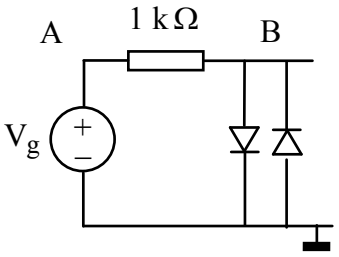


Fig. 3.18.

P 3.5. Proiectați un limitator care să taie vîrfurile mai mici de 3 V şi vîrfurile mai mari de 7 V; utilizați o sursă de alimentare de +12 V, o rezistență de limitare a curentului de 1 kΩ, două diode cu siliciu şi două divizoare rezistive.

P 3.6. Dioda luminescentă (LED) din Fig. 3.19 are tensiunea de deschidere în jur de 2 V şi dorim să fie operată la un curent de aproximativ 10 mA (+ sau - 10%). Calculați valoarea rezistenței. Cu cît se modifică intensitatea curentului dacă ne-am înşelat cu 0.5 V asupra tensiunii de deschidere ?

P 3.7. Utilizînd acelaşi circuit, trebuie să alimentăm o diodă laser. Ea are tensiunea de deschidere de aproximativ 2 V iar curentul de prag (de la care apare efectul laser) este de 50 mA. Curentul maxim la care funcționarea este sigură este de 100 mA. Alegeți o valoare adecvată pentru rezistență. Calculați apoi :

- puterea produsă de sursă
- puterea pierdută pe rezistență
- puterea absorbită de dioda laser

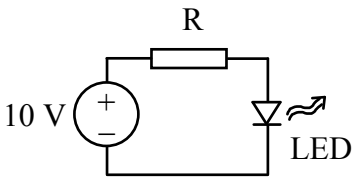


Fig. 3.19.

La curentu de 100 mA dioda laser emite o radiație luminoasă cu puterea de 5 mW. Estimați randamentul total (putere laser/putere consumată) şi randamentul diodei laser (putere laser/putere diodă).

Lucrare experimentală

Veți studia caracteristicile statice la trei diode semiconductoare: una cu germaniu, una cu siliciu şi o diodă luminescentă (LED).

Experimentul 1. Conducția directă

Desenați-vă schema circuitului din Fig. 3.20 şi apoi stabiliți sensurile curenților şi polaritățile necesare pentru aparatele de măsură, completînd schema desenată. Realizați apoi circuitul, alegînd dioda cu germaniu. Selectați scala de 10 mA pentru miliampermetru şi cea de 1 V pentru voltmetru. Creşteți progresiv tensiunea sursei de alimentare urmărind evoluția curentului. Observați deschiderea diodei şi notați-vă valoarea aproximativă a tensiunii de deschidere.

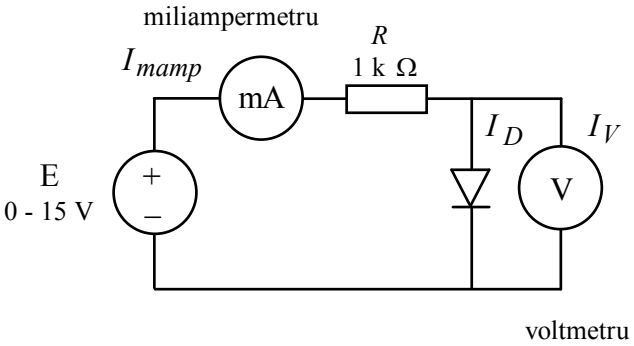


Fig. 3.20. Montajul experimental.

Reluați apoi experimentul, măsurînd, după deschiderea diodei, 10-12 puncte experimentale curent-tensiune. Nu uitați că **miliampermetrul nu măsoară curentul prin diodă ci suma sa cu cel prin voltmetru**. Determinați rezistența R_V a voltmetrului şi faceți corecția necesară pentru a obține curentul prin diodă cu o precizie de 1-5 %

$$I_D = I_{mamp} - U/R_V$$

V (volti)	I_{mamp} (mA)	I_V (mA)	I_D (mA)
0	0	0	0

Repetați experimentul şi pentru celelalte diode şi desenați caracteristicile statice (curent în funcție de tensiune) pe acelaşi grafic, în scară liniară, cu ambele scale începînd de la valoarea 0.

Experimentul 2. Este dependența curentului exponențială ?

Reluați investigarea conducției directe la diodele cu germaniu şi siliciu, urmărind acum evoluția curentului pe o gamă mai largă de valori. Pentru că veți reprezenta curentul pe o scară logaritmică şi este de dorit ca punctele experimentale să fie aproximativ echidistante, veți efectua măsurători la următoarele valori ale curentului (în mA) : 10; 5; 2; 1; 0.5; 0.2; 0.1; 0.05; 0.02; 0.01; 0.005; 0.002; 0.001. De data aceasta, la valori atît de mici ale curenților, corecția de voltmetru nu mai poate fi aplicată (justificați de ce !). Din acest motiv, va trebui să utilizați un **voltmetru electronic**, care are o rezistență internă de cîțiva MΩ.

Reprezentați apoi, pe acelaşi grafic, dependențele $I = f(U)$, cu o scară logaritmică pentru curent şi una liniară pentru tensiuni. Determinați variația de tensiune necesară, în cazul fiecărei diode, pentru ca intensitatea curentului să crească de 10 ori. Cunoscînd potențialul termic $V_T \cong 26$ mV, determinați pentru diodele cu germaniu şi, respectiv, siliciu, parametrul de recombinare m. Determinați, de asemenea, valoarea curentului I_S de saturație.

Experimentul 3. Curentul invers

Dacă am da crezare expresiei teoretice (3.1), la polarizare inversă, după ce trece prin origine, curentul devine practic constant la tensiuni mai negative decît cîteva zecimi de volt. deoarece la $|U| >> mV_T$ exponenţiala devine neglijabilă faţă de unitate şi

$$I_{REV} \cong -I_S.$$

La diodele reale apar curenţi de scurgere care fac ca valoarea curentului invers să depindă de valoarea tensiunii pe diodă. Din acest motiv veţi determina numai ordinul de mărime al acestui curent. Pentru aceasta, aplicaţi pe rînd, pe diodele cu germaniu şi siliciu, o tensiune inversă de aproximativ 5 V. Nu uitaţi să inversaţi, în prealabil, polarităţile aparatelor de măsură. Pentru a fi siguri că ceea ce măsuraţi este curentul prin diodă, deconectaţi voltmetrul după stabilirea tensiunii.

Determinaţi ordinul de mărime al curenţilor inverşi. Dacă microampermetrul care măsoară curentul nu este suficient de sensibil, trageţi concluzia că intensitatea curentului este mai mică decît valoarea minimă care ar putea fi pusă în evidenţă cu aparatul.

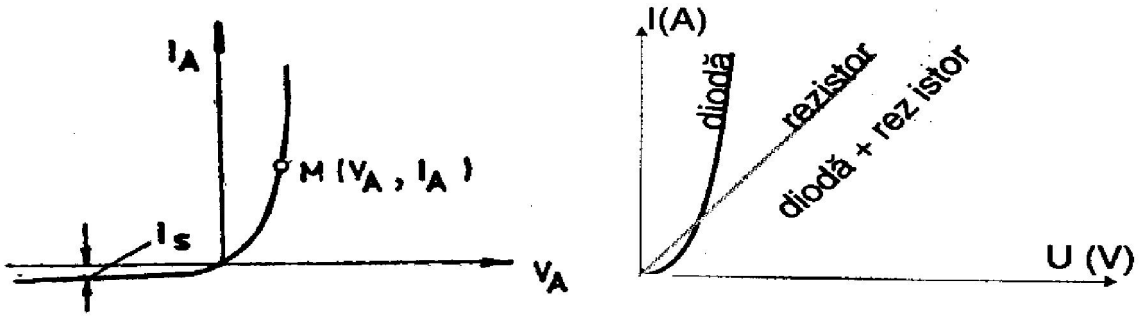
Cum sînt valorile curenţilor inverşi pentru cele două tipuri de diode ? De cîte ori sunt mai mici decît valorile curenţilor în conducţie directă ?

Experimentul 4. Străpungerea inversă

Dioda cu siliciu pe care o aveţi pe planşetă este una **stabilizatoare**. Polarizaţi-o invers şi creşteţi acum tensiunea peste 5 V. Atenţie, miliampermetrul trebuie să fie pe scala de 10 mA ! Observaţi intrarea în străpungere inversă şi notaţi-vă valoarea tensiunii de străpungere. Determinaţi, apoi, 10-12 puncte experimentale de pe caracteristică, după intrarea în străpungere inversă. Desenaţi graficul caracteristicii inverse, în scara liniară, cu tensiunea începînd de la 0 volţi. Reprezentaţi, apoi, în detaliu, în alt desen, regiunea de străpungere inversă. Determinaţi din grafic rezistenţa dinamică $\Delta U/\Delta I$ din regiunea de străpungere.

Pagină distractivă

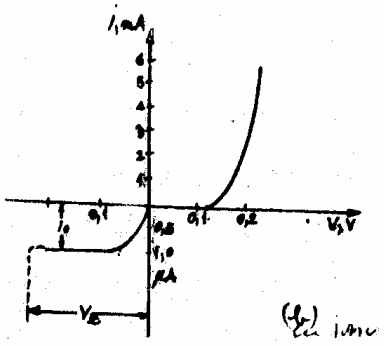
În cele mai multe cărți de electronică puteți întîlni graficul caracteristicii statice a diodei semiconductoare avînd forma[1] din desenul a) al figurii alăturate. Pe axe nu sunt trecute nici un fel de valori iar textul care îl însoțește este o înșiruire de formule fără valori numerice. Deși seamănă cu Fig. 3.3 a), graficul este incorect pentru că nu sunt specificate scările de valori la care este făcută reprezentarea.



a) b)

Alți autori[2] sunt mai generoși, comunicîndu-ne că tensiunea se măsoară în volți și curentul în amperi (desenul b al figurii). Despre valorile numerice ale axelor respective elevii sunt liberi să creadă orice. Rezultatul inevitabil al acestui tip de literatură didactică este acela că elevii sau studenții rămîn cu informația că intensitatea curentului în conducție directă este mai mare **doar de cîteva ori** decît aceea a curentului invers.

O altă soluție în reprezentarea caracteristicii diodei este utilizarea de scale diferite pentru cadranele I și III al graficului [3]**.** Deși corectă și utilizată frecvent **între profesioniști** (care știu bine ordinele de mărime ale tensiunii și curentului), această soluție are dezavantajul că linia graficului prezintă un punct de frîngere în origine, proprietate pe care dependența reală nu o are (vezi Fig. 3.3 a) și b)). În plus, forma graficului este reținută automat de începători dar nu și faptul că scalele sunt complet diferite.



Ne putem explica evitarea cu îndîrjire a desenării corecte în coordonate liniare și completarea sa cu reprezentări de detaliu numai prin procesul greoi de realizare a graficelor utilizat înaintea apariției calculatoarelor personale. Dar noi bănuim că mulți autori nu au văzut niciodată o curbă reală pe caracterograf. Care exista cu mult înaintea PC-urilor.

---

[1] Z. Schhlett, I. Hoffman, A. Câmpeanu, "Semiconductoare și aplicații", Ed. Facla, Timișoara, 1981.

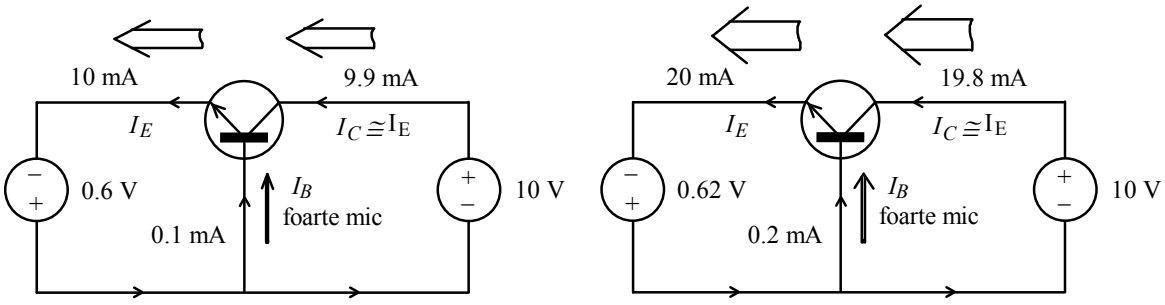
[2] ***,"Fizică", Manual pentru clasa a X-a, Ed. Teora Educațional, București, 2000.

[3] ***, "Dispozitive și circuite electronice - partea I", Universitatea din București, 1985.

CAPITOLUL

4

Tranzistoare bipolare - caracteristici statice



4.1. Conexiunea bază comună 83

4.2. Conexiunea emitor comun 113

4.1. Conexiunea bază comună

1.A. Tranzistoare: structură, simboluri şi mod de funcţionare 83

1.B. Caracteristica de intrare 88

1.C. Carcteristicile de transfer 89

1.D. Caracteristica de ieşire 90

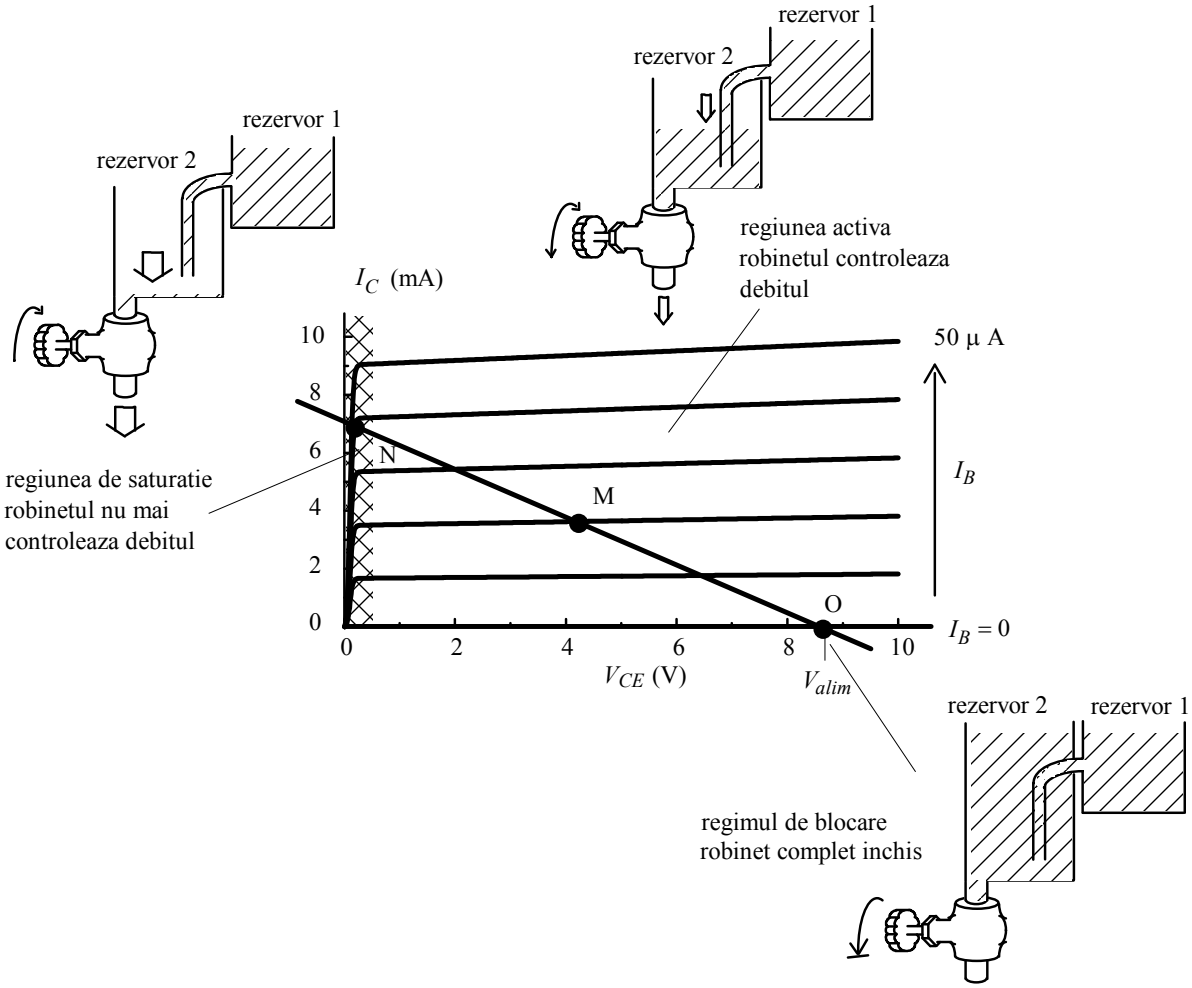
1.E. Saturaţia tranzistorului 93

1.F. Depăşirea dificultăţilor conexiunii cu bază comună 95

1. G. Surse de curent cu tranzistoare bipolare 97

Probleme rezolvate 102, probleme propuse 106

Lucrare experimentală 108



4.2. Conexiunea emitor comun

2.A. Configurația cu emitor comun 113

2.B. Caracteristica de intrare 117

2.C. Caracteristicile de transfer 118

2.D. Caracteristica de ieşire 120

2.E. Saturația tranzistorului 123

2.F. Date de catalog 126

Probleme rezolvate 131, probleme propuse 135

Lucrare experimentală 137

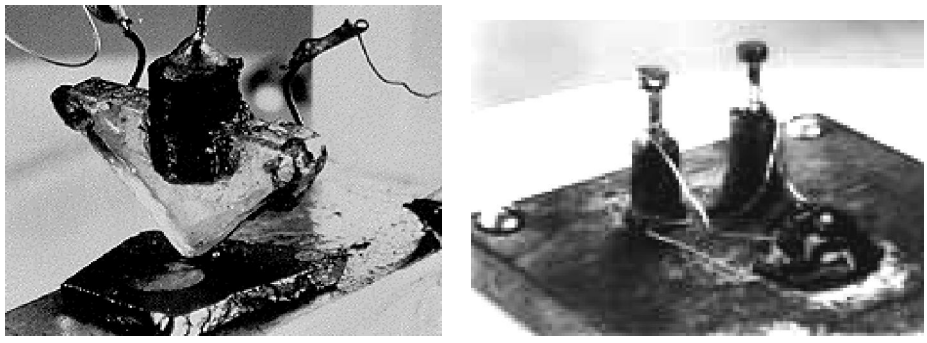
4.1. Conexiunea bază comună

1. A. Tranzistoare: structură, simboluri şi mod de funcţionare

Am văzut că dioda, acţionînd ca şi supapa în circuitele în care circulă fluide, permite curentului să treacă într-un singur sens, ca un întrerupător care s-ar deschide şi închide singur, după sensul curentului. Un alt dispozitiv esenţial în circuitele cu fluide este **robinetul,** care **controlează debitul** conform unei acţiuni externe, mecanice.

Pentru circuitele electrice, o acţiune asemănătoare o are **releul electromagnetic,** care controlează trecerea unui curent de intensitate mare, fiiind comandat electric cu un curent mult mai mic. Releul electromagnetic are două proprietăţi care îl fac să mai fie încă utilizat în unele aplicaţii: curentul de scurgere în starea "întrerupt" este extrem de mic iar rezistenţa în starea de conducţie este infimă. Cu toate acestea, el are două dezavantaje majore. În primul rînd, pentru că are piese mecanice în mişcare, este prea lent, neputînd fi utilizat la frecvenţe de peste cîteva sute de Hz. Pe de altă parte, el nu permite **controlul gradua**l al curentului ci doar unul de tipul tot sau nimic (on-off în limba engleză). Un control gradual îl putem realiza cu un rezistor reglabil ('potenţiometru") dar acesta trebuie acţionat mecanic.

Primul dispoztiv care putea controla gradual curentul şi era comandat printr-o tensiune a fost un tub electronic, **trioda**. Tuburile erau însă mari, grele şi fragile, şi aveau nevoie de puteri electrice mari. Din acest motiv, inventarea tranzistorului în 1947 de către John Bardeen şi Walter Brattain de la Bell Laboratories a marcat un pas important în dezvoltarea electronicii; în Fig. 4.1 a) puteţi admira primul tranzistor realizat, cu **contacte punctiforme**. Bazat pe conducţia electrică la suprafaţa cristalului şi pe contacte punctiforme cu fire metalice, acest "tranzistor de tip A" era instabil şi nu functiona de două ori la fel; în plus curentul controlat era puternic afectat de zgomot. Primul tranzistor utilizabil, **cu joncţiuni** (Fig. 4.1 b), este pus la punct în 1950 şi în 1951 laboratoarele Bell îl fac cunoscut public [1]. Electronica modernă putea începe. Ulterior apare posibilitatea integrării mai multor tranzistoare într-un circuit integrat şi revoluţia tehnologică schimbă faţa secolului XX.



a) b)

Fig. 4.1 a) şi b). Primul tranzistor cu contacte punctiforme şi primul tranzistor cu joncţiuni.

Imaginat încă din 1948 de către William Shockley, tranzistorul bipolar cu joncţiuni (prescurtat BJT - **B**ipolar **J**unction **T**ransistor în lb. eng.) este un dispozitiv semiconductor de tip sandwich, a cărui structură fizică conţine trei regiuni semiconductore distincte: emitorul, baza şi colectorul, aşa cum se vede în Fig. 4.1 c) şi d) Pentru tranzistoarele **PNP**, emitorul şi colectorul sunt de tip *p*, adică purtătorii majoritari sunt

[1] O istorie fascinantă a inventării tranzistorului bipolar puteţi găsi la www.pbs.org/transistor/index.html.

golurile, pe cînd baza este de tip *n*, aici purtătorii majoritari fiind electronii. Deşi de acelaşi tip, emitorul şi colectorul diferă prin concentraţia de purtători majoritari, care este mult mai mare în emitor. La tranzistoarele **NPN** tipurile sunt inversate, emitorul şi colectorul fiind de tip *n* iar baza de tip *p*. Elementele cheie în funcţionarea tranzistorului sunt **grosimea mică a bazei şi nivelul ei scăzut de dopare** (conductivitate redusă).

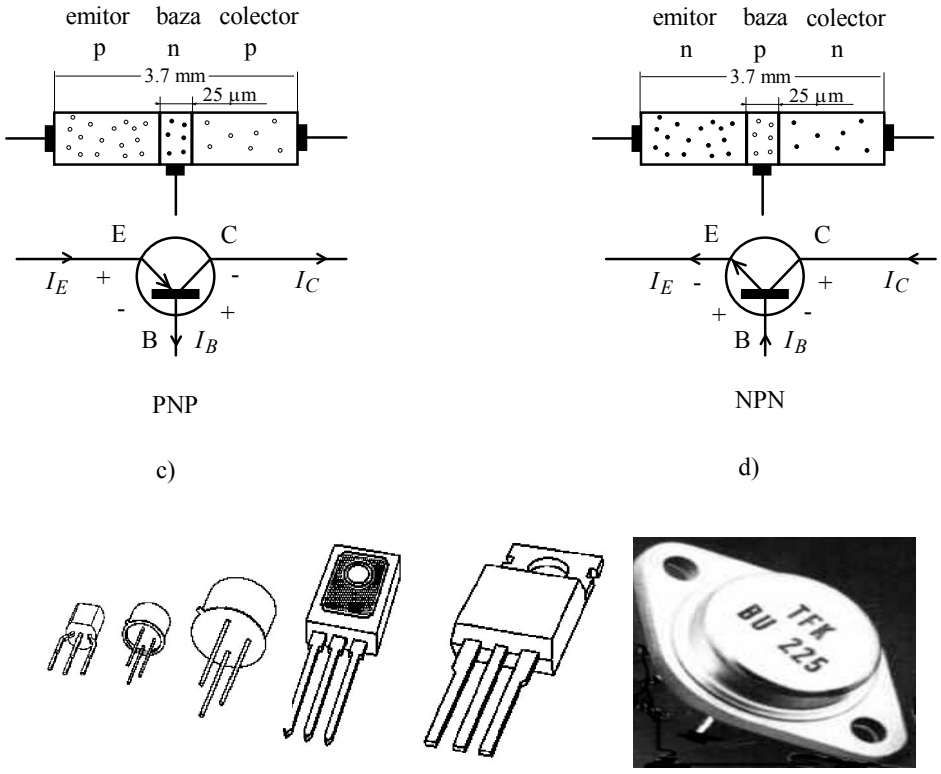


Fig. 4.1 c), d) şi e). Tranzistoare bipolare, structură, simboluri şi cîteva dintre tipurile de capsule utilizate.

În figură sunt date şi simbolurile pentru cele două tipuri de tranzistoare.

Săgeata arată care este terminalul **emitorului**; sensul ei este sensul în care conduce joncţiunea emitor bază, joncţiune care controlează starea "robinetului"

Primele tranzistoare cu joncţiuni erau fabricate prin extragerea unui monocristal de tip bară dintr-o topitură de germaniu dopată *n*; în timpul extragerii, extrem de lente, regiunea bazei era dopată *p*. Au apărut apoi alte tehnologii mai perfecţionate care au îmbunătăţit performanţele tranzistoarelor bipolare obţinute. Astăzi se realizează o gamă foarte largă de tranzistoare, pentru diferite aplicaţii: joasă şi medie frecvenţă, înaltă frecvenţă, aplicaţii liniare, aplicaţii de comutaţie, etc.. În acest manual atenţia noastră va fi concentrată asupra aplicaţiilor de joasă şi medie frecvenţă. În acest domeniu, capsulele tranzistoarelor (Fig. 4.1 e) sunt diferite după mărimea curentului maxim pe care îl pot suporta (de la 100 mA la 10 A) şi după puterea termică pe care o pot disipa (de la 300 mW la 110 W)

Deocamdată ne vom focaliza atenţia numai **asupra tranzistoarelor NPN**; după ce vom înţelege bine cum funcţionează acestea, cînd va trebui să utilizăm tranzistoare **PNP** nu va trebui decît să inversăm sensurile tuturor tensiunilor şi curenţilor. Deşi primul material semiconductor utilizat în construcţia tranzistoarelor a

fost germaniul, datorită puternicei lor sensibilități termice aceste tranzistoare au fost înlocuite complet de tranzistoarele cu siliciu; din acest motiv

vom aborda în cele ce urmează numai tranzistoarele cu siliciu,

chiar dacă nu vom menționa de fiecare dată acest lucru explicit.

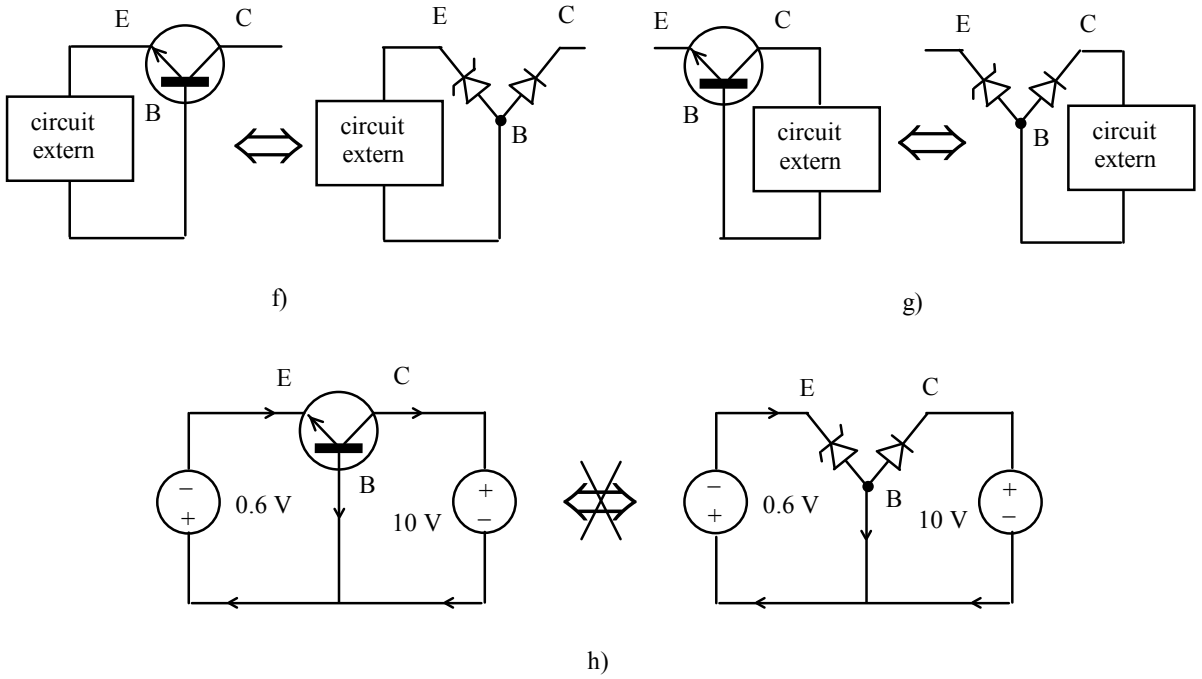


Fig. 4.1 f), g) şi h). Tranzistoare bipolare: echivalența cu două diode dacă numai una din joncțiuni este polarizată (e, f) şi absența acestei echivalențe cînd ambele joncțiuni sunt polarizate (g).

Tranzistorul are două **joncțiuni semiconductoare**, una emitor-bază şi cealaltă bază-colector. Dacă le investigăm separat (al treilea terminal fiind lăsat în gol), ele se comportă ca nişte diode, aşa cum se poate observa în Fig. 4.1 f) şi g). La tranzistoarele de putere mică, joncțiunea emitor bază are tensiunea inversă de străpungere coborîtă în jur de 6 V; din acest motiv e bine să privim această joncțiune ca o diodă Zener aşa cum am figurat şi noi în aceste desene. Efectul de tranzistor apare atunci cînd polarizăm ambele joncțiuni: cea emitor bază în sens direct iar cea colector bază în sens invers: datorită grosimii mici a bazei, cele două joncțiuni nu funcționează independent, aşa cum ar fi făcut-o două diode legate între ele prin conductoare (Fig. 4.1 h).

Atenție, acesta este un experiment imaginar şi l-am construit cît mai simplu posibil; dacă îl încercați în practică şi tensiunea sursei care polarizează joncțiunea bază-emitor creşte accidental cu numai 0.180 V, curentul de emitor va creşte de 1000 de ori şi joncțiunea va fi pulverizată. În circuitele practice se utilizează todeauna o rezistență legată în serie, pentru limitarea curentului prin joncțiune.

Să vedem în ce constă efectul de tranzistor. Dacă dorim ca tranzistorul să funcţioneze ca un robinet controlat, cele două joncţiuni trebuie polarizate într-un anumit mod: joncţiunea emitor bază, care va controla robinetul, trebuie să fie direct polarizată (deschisă) iar joncţiunea colector bază trebuie să fie invers polarizată.

Regimul de lucru al tranzistorului cu joncţiunea emitor bază deschisă iar joncţiunea colector bază invers polarizată este denumit **regim activ normal**.

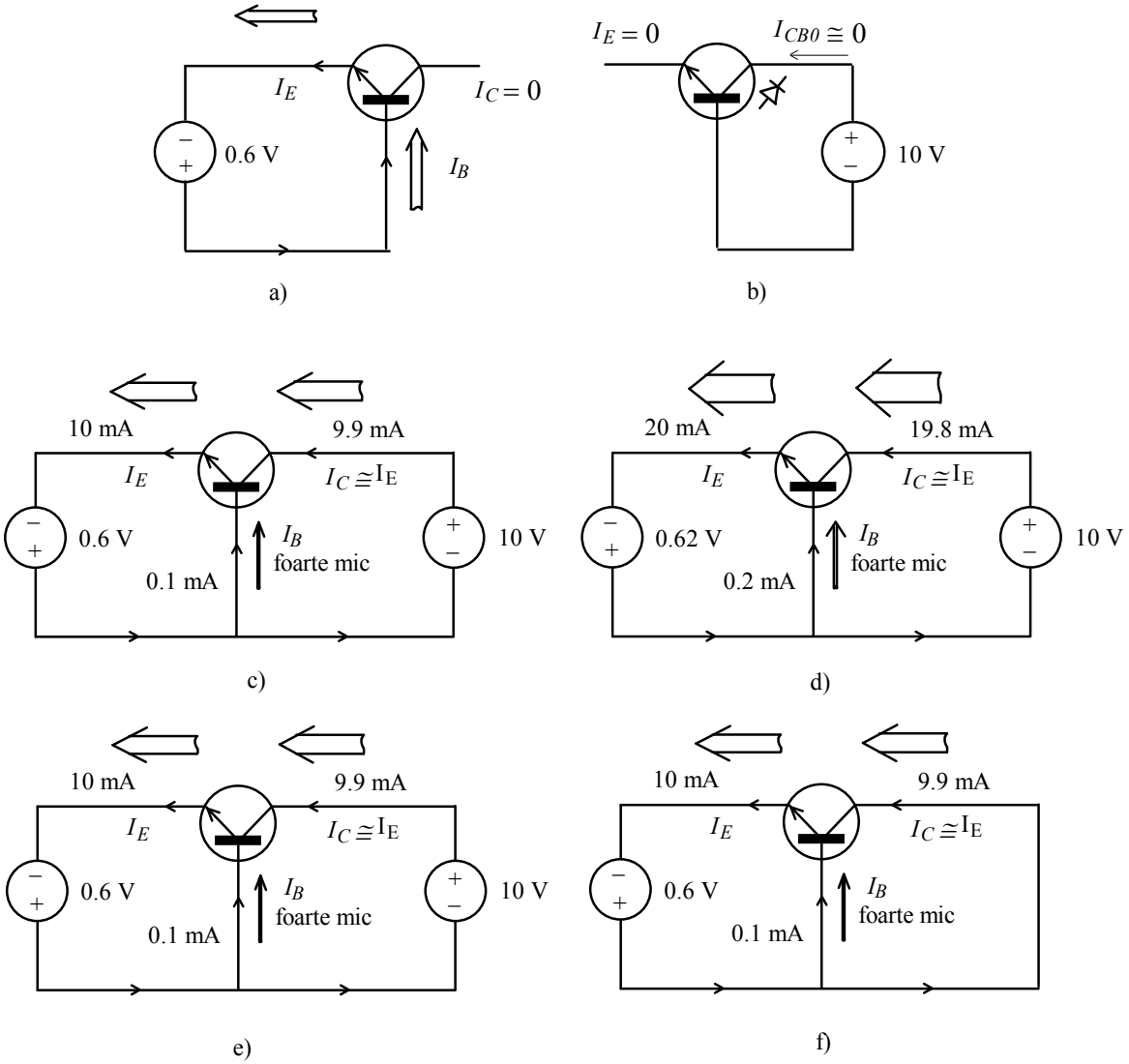


Fig. 4.2. Efectul de tranzistor.

Polarizăm mai întîi joncţiunile, separat, pe rînd; aşa cum am spus, în aces caz, tranzistorul se comportă ca un ansamblu de două diode montate "spate la spate". Joncţiunea emitor-bază se deschide şi între emitor şi bază circulă un curent de ordinul de ordinul mA - zeci de mA (Fig. 4.2 a). Dependenţa curentului de tensiune este una exponenţială

$$I_E \cong \left(e^{\frac{V_{EB}}{mV_T}} - 1 \right); \qquad (4.1)$$

cu m apropiat de valoarea 2, ca la o diodă cu siliciu. În ceea ce priveşte joncţiunea colector bază (desenul b), aceasta este invers polarizată (am desenat lîngă simbol dioda echivalentă pentru ca acest lucru să fie evident) şi curentul de colector (notat cu I_{CB0} pentru a arăta că emitorul este "în gol") este practic nul.

Aplicăm apoi simultan sursele de tensiune, ca în desenul c) al figurii, şi, surpriză, curentul de emitor, în loc să circule prin terminalul bazei, circulă practic integral prin terminalul colectorului, **deşi joncţiunea colector bază este invers polarizată.**

Aplicarea atentă a legii curenţilor arată că, deşi curentul de bază este foarte mic, la cealaltă bornă a sursei de 0.6 V curentul este egal cu I_E, la fel ca la borna legată în emitor. Pentru a nu complica desenul, săgeţile "groase", care sugerează mărimea curenţilor, au fost desenate numai la terminalele tranzistorului.

Dacă modificăm polarizarea joncţiunii emitor bază, deschizînd-o mai mult (desenul d), curenţii de emitor şi colector, rămînînd în continuare practic egali între ei, cresc. Spre deosebire de circuitul cu două diode,

în tranzistor, curentul de colector este controlat de tensiunea aplicată pe joncţiunea emitor bază.

Acest efect este datorat grosimii mici a bazei, mult mai mică decît lungimea de difuzie a electronilor, şi dopării sale slabe; astfel, la străbaterea acesteia, electronii injectaţi din emitor au foarte puţine şanse să întîlnească goluri şi să se recombine cu ele.

Mai mult, la tranzistoarele de putere mică (sute de mW), curentul de bază este de sute de ori mai mic decît ceilalţi şi

curentul de colector este practic egal cu cel de emitor, curentul de bază fiind mult mai mic decît aceştia.

Chiar şi la tranzistoarele de putere mare curentul de bază este foarte mic, de 20 -50 ori mai mic decît ceilalţi doi şi afirmaţia anterioară rămîne valabilă.

Pentru $I_E = 0$, rezultă, conform afirmaţiei anterioare că şi curentul ar trebui să fie nul. La polarizarea inversă a joncţiunii colector bază cu cel puţin cîteva zecimi de volt, acest lucru nu este perfect exact pentru că joncţiunea colector-bază fiind invers polarizată, vom avea în colector curentul invers I_{CB0} al joncţiunii. Relaţia ce leagă curenţii de colector şi emitor se scrie

$$I_C = \alpha I_E + I_{CB0} \qquad (4.2)$$

unde constanta α se numeşte amplificare în curent (în conexiunea bază comnă) şi are valori foarte apropiate de unitate (fiind împrăştiată de la exemplar la exemplar şi după tipul tranzistorului aproximativ între 0.95 şi 0.998).

Pentru tranzistoarele cu germaniu, curentul I_{CB0} nu putea fi neglijat, mai ales cînd temperatura tranzistorului creştea, şi din această cauză **aceste tranzistoare nu se mai utilizează.** În schimb, pentru tranzistoarele cu siliciu, curentul invers al joncţiunii colector-bază este de aproape 1000 de ori mai mic decît la cele cu germaniu. Putem, astfel, să uităm complet de el. Ni-l vom aminti doar atunci cînd vom studia efectul

modificării temperaturii asupra caracteristicilor tranzistoarelor. Şi vom trage concluzia că nu el este vinovatul principal.

Şi aceasta nu e tot. Revenim la polarizarea iniţială a joncţiunii emitor-bază (desenul e) şi modificăm acum valoarea tensiunii care polarizează invers joncţiunea colector-bază, coborînd-o chiar la zero, cu un scurtcircuit între colector şi bază (desenul f). Curentul de colector rămîne insensibil la manevra noastră !

În regiunea activă normală, curentul de colector este **practic independent de tensiunea colector bază.**

Scopul circuitelor electronice este, în majoritatea cazurilor, prelucrarea semnalelor (informaţiei). Există o pereche de borne de intrare, numită **port de intrare**, între care se aplică o tensiune variabilă din exterior. La o altă pereche ce borne, numită **port de ieşire** este legat un consumator de energie pe post de **sarcină** (eventual un alt circuit)**.** Rolul circuitului este ca starea portului de ieşire (tensiunea şi curentul de ieşire) să fie controlată de starea portului de intrare, după o anumită relaţie funcţională. Pe de altă parte, ne-ar conveni ca starea portului de intrare să fie influenţată cît mai puţin de cea a portului de ieşire.

Tranzistorul are numai trei terminale; astfel, unul dintre ele va trebui să fie comun atît portului de intrare cît şi celui de ieşire. În configuraţia în care am investigat noi comportarea tranzistorului, baza era terminalul comun celor două porturi; am utilizat, deci, o configuraţie **cu baza comună**.

În conexiunea cu bază comună, portul de intrare este între emitor şi bază iar portul de ieşire este între colector şi bază, baza fiind astfel comună celor două porturi.

Această conexiune permite explicarea mai comodă a funcţionării tranzistorului pentru că cele două surse de tensiune controlează **separat** tensiunile pe cele două joncţiuni. În plus, conexiunea oferă anumite avantaje în cîteva tipuri de aplicaţii.

Funcţionarea în regim static a unui dipol poate fi descrisă prin dependenţa funcţională curent-tensiune, numită caracteristică statică. Starea unui dispozitiv care are un port de intrare şi unul de ieşire, cum este tranzistorul, este determinată, însă, de **patru variabile**, care sunt curenţii şi, respectiv, tensiunile la fiecare din porturi. Vom avea nevoie, deci, de mai multe tipuri caracteristici:

- caracteristica de intrare (dependenţa curent-tensiune la portul de intrare)
- caracteristica de ieşire (dependenţa curent-tensiune la portul de ieşire)
- caracteristici de transfer, care leagă o mărime de la ieşire (curent sau tensiune) de o mărime de la intrare. Dacă dorim să înţelegem cum se comportă tranzistorul în circuitele în care este utilizat, va trebui să vedem cum arată caracteristicile sale statice.

1. B. Caracteristica de intrare

Prin caracteristică de intrare înţelegem dependenţa curent-tensiune de la portul de intrare, adică I_E în funcţie de V_{EB}. Deşi baza tranzistorului este şi ea legată la portul de intrare, curentul de bază **nu este curent de intrare** deoarece, aşa cum am subliniat anterior, la ambele borne ale sursei de tensiune care realizează controlul curentul are valoarea I_E. Pentru a nu complica discuţia, vom înţelege aici, prin tensiunea V_{EB}, mărimea (fără semn) a tensiunii de polarizare a joncţiunii emitor bază; cu alte cuvinte, nu vom mai lăsa în seama caracteristicii de intrare să ne amintească polaritatea necesară pentru a ne situa în regiunea activă normală. Acelaşi lucru îl aplicăm şi pentru curentul de intrare. Această abordare are avantajul că forma caracteristicii arată la fel şi pentru tranzistoarele PNP.

Caracteristica de intrare trebuie trasată la anumite condiţii constante la portul de ieşire. Cum I_C este practic egal cu I_E, nu pe el îl putem păstra constant; nu avem de ales, **va trebui să păstrăm constantă tensiunea de ieşire** V_{CB}. În aceste condiţii, caracteristica de intrare $I_E = f(V_{EB})|_{V_{CB}=\text{const.}}$ este una exponenţială,

$$I_E = I_0 e^{\frac{V_{EB}}{V_T}} \tag{4.3}$$

tensiunea de deschidere fiind, pentru tranzistoarele bipolare cu siliciu, în jur de 0.6 V. Cînd curentului de colector i se oferă o cale pe care să circule (colectorul nu este în gol) parametrul m este unitar deoarece baza este foarte subţire şi recombinările au loc exclusiv în regiunea neutră a colectorului. Din acest motiv numitorul de la exponenţială este exact V_T şi curentul de emitor se multiplică cu 10 la fiecare creştere cu 60 mV a tensiunii emitor-bază, **ca la o diodă cu germaniu**.

La portul de intrare, **tranzistorul nu se comportă ca un rezistor**, caracteristica sa fiind neliniară şi similară cu aceea a unei diode. Pentru a caracteriza efectul unei mici variaţii a tensiunii V_{EB}, introducem **rezistenţa dinamică**, ce caracterizează local caracteristica (depinde de punnctul unde se calculează)

$$r_{eb} = \mathrm{d}V_{EB}/\mathrm{d}I_E; \tag{4.4}$$

Din relaţia (4.3) rezultă că ea are expresia

$$r_{eb} = V_T/I_E \tag{4.5}$$

fiind invers proporţională cu valoarea curentului. Astfel, la 1 mA ea este de 25 Ω, pe cînd la 10 mA coboară la 2.5 Ω.

Depinde caracteristica de intrare de tensiunea de la portul de ieşire ?

În mod ideal, ar trebui ca starea portului de ieşire să nu afecteze starea portului de intrare de unde se face controlul dispozitivului. Pentru tranzistorul bipolar, acest lucru este aproximativ adevărat. Cu toate acestea, o analiză mai atentă poate constata modificarea caracteristicii de intrare, dacă se schimbă valoarea tensiunii V_{CB} colector-baza la care este ea trasată. Acest efect, numit **efect Early,** se pune în evidenţă mai comod pe o scară logaritmică pentru curent (Fig. 4.3) . Astfel, dacă V_{CB} se modifică de la 0 la 10V, caracteristica de intrare este pur şi simplu translatată în sus. Aceasta înseamnă că putem descrie efectul fie la V_{EB} constant, prin înmulţirea curentului de emitor cu un factor de aproximativ 1.1 (creştere de 10 %), fie la I_E constant, fiind necesară acum o tensiune V_{EB} cu aproximativ 2 mV mai mică. Cele mai multe texte preferă a doua variantă, afirmînd că la creşterea tensiunii colector-bază scade tensiunea emitor bază, factorul $\Delta V_{EB}/\Delta V_{CB}$ fiind în valoare absolută de

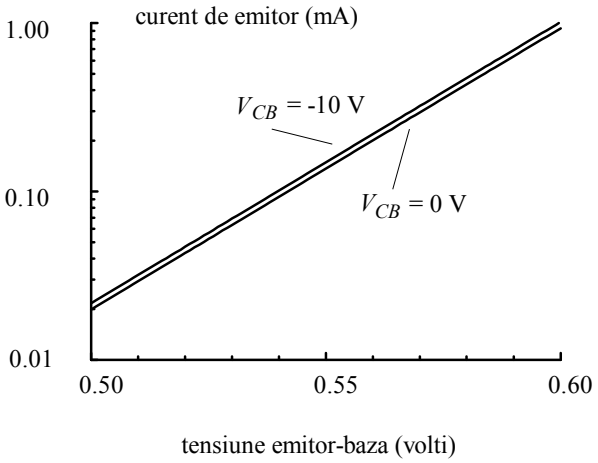


Fig. 4.3. Modificarea caracteristicii de intrare la variaţia tensiunii colector bază.

ordinul a 10^{-4} (de cele mai multe ori informația că aceasta se întîmplă dacă păstrăm constant curentul I_E este omisă, producînd confuzie pentru începători).

Observație: Pentru diferite valori constante ale tensiunii de ieşire V_{CB} se obțin curbe diferite $I_E = f(V_{EB})$; acest ansamblu de curbe este numit de multe ori "familia caracteristicilor" de intrare. Noi vom continua să utilizăm însă o terminologie mai simplă, vorbind despre caracteristica de intrare şi influențarea sa de către parametrul V_{CB}. Acest lucru va fi valabil şi pentru celelalte tipuri de caracteristici.

1.C. Caracteristicile de transfer

Mărimea de ieşire care este controlată prin starea portului de intrare este **curentul de colector**. Putem considera, cu egală îndreptățire, că el este controlat fie de curentul de emitor (curentul de la portul de intrare), fie de tensiunea emitor-bază (tensiunea de la portul de intrare). În ambele cazuri, parametrul care trebuie menținut constant este tensiunea colector bază.

Aşa cum am spus, la tranzistoarele cu siliciu curentul rezidual de colector este neglijabil şi avem îndeplinită relația (4.2)

$$\boxed{I_C = \alpha I_E}.$$

Cum $\alpha \cong 1$, caracteristica de transfer $I_C = f(I_E)\big|_{V_{CB}=\text{const.}}$ este o linie dreaptă, practic identică cu prima bisectoare. La modificarea tensiunii V_{CB}, factorul de amplificare α se modifică extrem de puțin, crescînd cam cu $10^{-4}/\text{volt}$.

Considerînd că tensiunea emitor bază controlează curentul de colector, caracteristica de transfer $I_C = f(V_{EB})\big|_{V_{CB}=\text{const.}}$ este descrisă de relația

$$\boxed{I_C = I_s e^{\frac{V_{EB}}{V_T}}}; \qquad (4.6)$$

dacă privim tranzistorul ca un robinet controlat de tensiune, funcționarea sa este foarte neliniară. Pentru tensiuni pînă la 0.6 V curentul este nesemnificativ, pentru ca apoi creşterea să fie explozivă. Avem, de fapt, aceeaşi comportare de la dioda cu germaniu:

dublare a curentului la fiecare creştere cu 18 mV şi multiplicare cu 10 la fiecare creştere de 60 mV.

Pentru a caracteriza **sensibilitatea controlului** se defineşte un parametru dinamic, numit **transconductanță dinamică**

$$\boxed{g_m = \frac{d I_C}{d V_{EB}}}; \qquad (4.7)$$

se poate arăta imediat că

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \tag{4.8}$$

unde I_C este valoarea în jurul căreia s-a calculat transconductanța iar V_T este potențialul termic (25 mV la temperatura camerei).

1.D. Caracteristica de ieşire

Păstrind constantă intensitatea curentului de emitor, caracteristica de ieşire $I_C = f(V_{CB})$ are forma din Fig. 4.4 a), adică o dreaptă orizontală. Ecuația care descrie caracteristica este $I_C = \alpha I_E$ şi cum I_E este constant....Cît de constant este, însă, factorul α la variația tensiunii colector bază ? El variază cam cu 10^{-4} pe volt şi cum noi am produs o variație de 10 V, curentul de colector a crescut cam cu o miime din valoare lui, creştere insesizabilă cu un aparat de măsură analogic (cu ac indicator) şi la fel de insesizabilă pe graficul nostru).

Tranzistorul se comportă la portul de ieşire ca o sursă de curent aproape ideală, aşa cum este arătat în desenul c) al figurii. La o valoare a curentului de 1 mA, rezistența ei echivalentă este de ordinul a $\frac{10\text{V}}{\text{I}_E \cdot 10^{-3}} = \frac{10\text{V}}{1\text{mA} \cdot 10^{-3}} = 10\text{M}\Omega$. Cum la aceeaşi modificare a tensiunii colector-bază variația curentului este proporțională cu valoarea sa inițială, valoarea rezistenței este **invers proporțională cu valoarea curentului de emitor**.

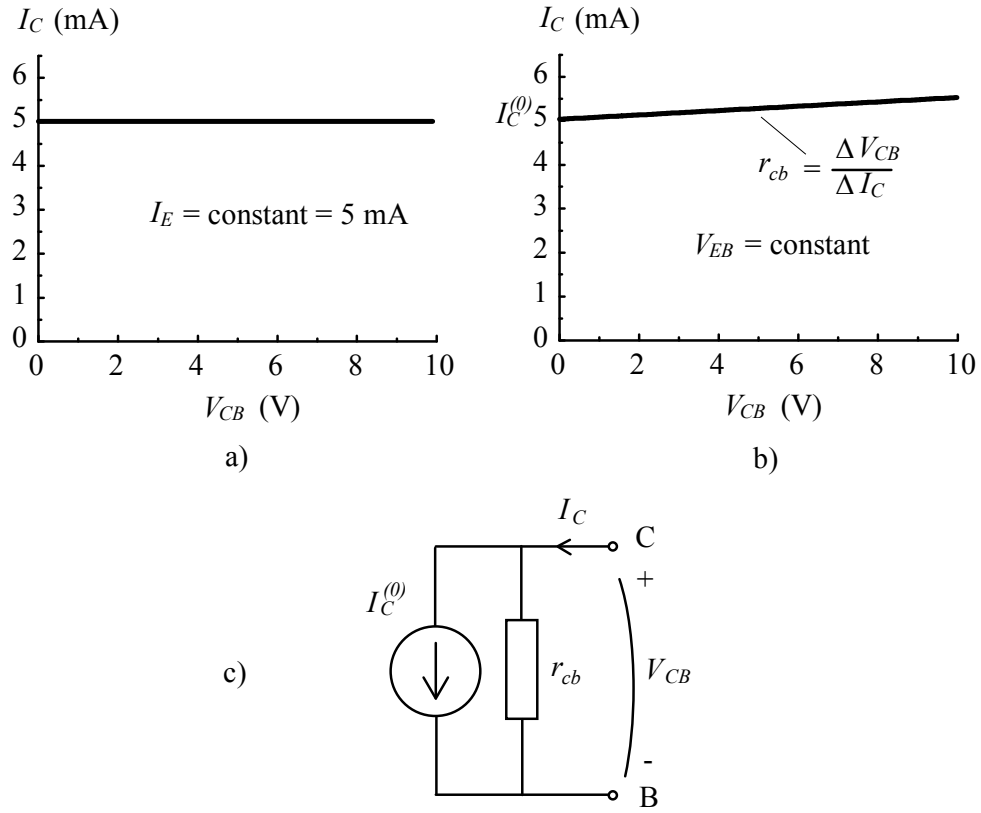


Fig. 4.4. Caracteristica de ieşire şi modelarea portului de ieşire.

Ce s-ar fi întîmplat dacă ne-am fi hotărît să păstrăm, la portul de intrare, tensiunea emitor-bază constantă în locul curentului de emitor ? De data aceasta, în expresia $I_C = \alpha I_E$, s-ar fi modificat şi α şi valoarea I_E a curentului de emitor iar caracteristica de ieşire ar fi arătat ca în Fig. 4.4 b), curentul de colector modificîndu-se aproximativ cu o zecime din valoarea sa atunci cînd tensiunea colector bază variază de la zero la 10 V. Cînd am discutat modificarea caracteristicii de intrare la variația tensiunii de ieşire am remarcat pe graficul din Fig . 4.3 o variație a curentului de emitor de 10%. Cum α variază extrem de puțin, aceasta este acum cauza principală a variației curentului de colector. Acum portul de ieşire nu mai este aşa de aproape de o sursă ideală de curent: rezistența sa dinamică, calculată tot la un curent de 1 mA este în jur de $\frac{10\text{V}}{1\text{mA}\cdot 10^{-1}} = 100\text{k}\Omega$, performanță ce este de 100 de ori mai modestă decît în cazul în care mențineam I_E constant.

Cine păstrează constant curentul de emitor în circuitele practice ?

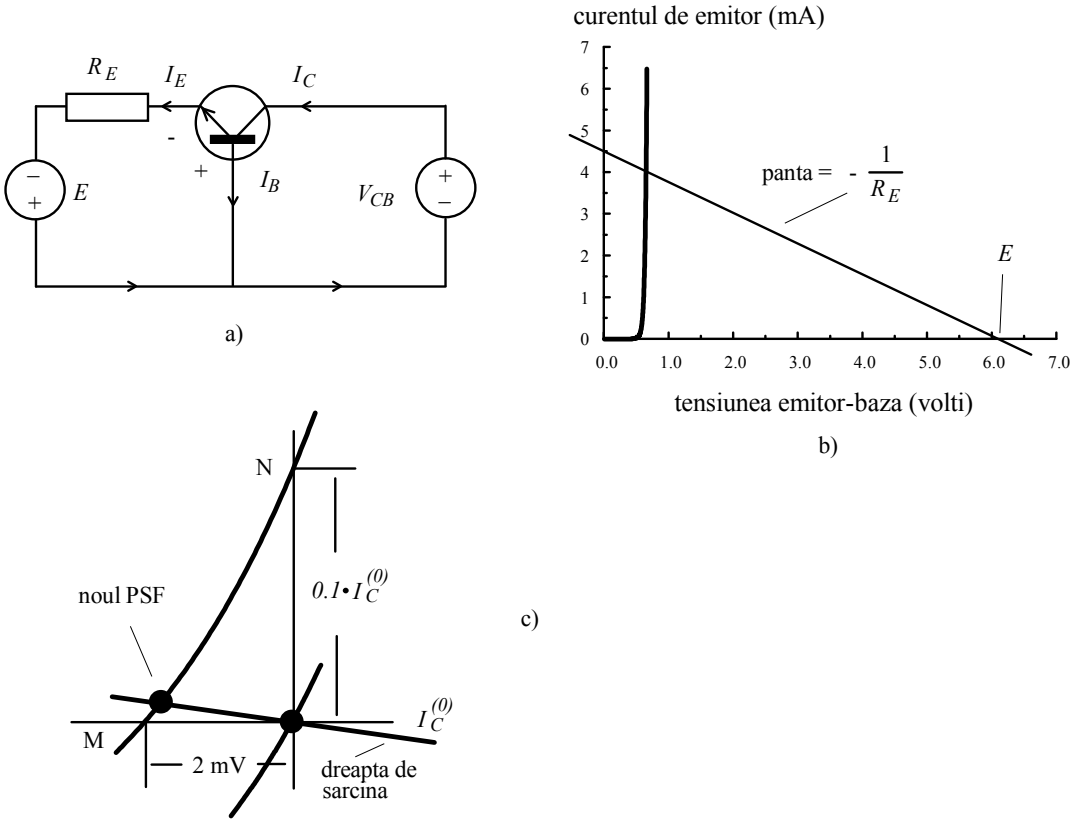


Fig. 4.5. Modificarea PSF de la intrare la variația tensiunii colectr-bază în cazul unui circuit practic.

În circuitele practice nu se păstrează nici tensiunea V_{EB} constantă (nu ne convine pentru că performanțele sunt modeste) şi nici I_E (ne-ar trebui o sursă ideală de curent, or tocmai asta vrem să realizăm cu tranzistorul nostru). Joncțiunea emitor bază este polarizată cu un circuit care conține o sursă de tensiune E şi un rezistor cu rezistența R_E, ca în Fig. 4.5 a). Punctul de funcționare (curentul de emitor şi tensiunea emitor bază) se găseşte la intersecția caracteristicii cu dreapta de sarcină, care are panta $\Delta I_E / \Delta V_{EB} = -1/R_E$, aşa cum se vede în Fig. 4.5 b).

Metoda dreptei de sarcină a fost descrisă pe larg în Cap. 3 la pag. 66.

Pentru a urmări cum se modifică acest punct de funcţionare (PSF) la schimbarea tensiunii colector-bază, cele mai comode sunt coordonatele liniare (desenul c al figurii). Să presupunem că la $V_{CB} = 0$ punctul de funcţionare se găseşte la $I_{CB}^{(0)}$. La creşterea tensiunii colector bază la valoarea de 10 V, avem o nouă caracteristică de intrare: cunoaştem două puncte de pe aceasta, punctul M la 2 mV la stînga pe orizontală şi punctul M cu o zecime din $I_{CB}^{(0)}$ mai sus, pe verticală ca în desenul c) al figurii.

Este evident din figură că tensiunea emitor bază-emitor scade cu mai puţin de 2 mV. Din acest motiv veţi întîlni în multe texte afirmaţia că "tensiunea emitor bază scade cu 2 mV..."; aceasta trebuie înţeleasă în sensul cazului cel mai defavorabil: "tensiunea scade cu cel mult 2 mV..." Putem deduce imediat că valoarea curentului de emitor creşte cu mai puţin de $2\text{mV}/R_E$. Dacă pe rezistenţa R_E am fi acceptat să pierdem o tensiune $I_E^{(0)} R_E = U_{RE}$, variaţia relativă a curentului de emitor $\Delta I_E / I_E^{(0)}$ ar fi mai mică decît $\dfrac{2\text{mV}}{U_{RE}}$. Cu o cădere de tensiune de 2 V pe rezistenţa din emitor (ceea ce nu constituie o problemă), curentul de emitor creşte la variaţia cu 10 V a tensiunii colector bază cu numai o miime din valoarea sa; efectul este de aceeaşi mărime cu cel produs de variaţia factorului α.

În concluzie, la o variaţie de 10 V a tensiunii colector bază, curentul de colector creşte cu 0.2 - 0.5 %. Aceasta este performanţa pe care ne-o poate oferi sursa de curent realizată cu circuitul simplu din Fig. 4.5 a). Dacă o exprimăm în termeni de rezistenţă dinamică a portului de colector, la un curent de 1 mA, obţinem o valoare în jur de 2 - 5 MΩ.

Rezistenţa dinamică obţinută va fi, însă, invers proporţională cu valoarea curentului.

1.E. Saturaţia tranzistorului

Ce condiţie trebuie să respectăm pentru ca portul colector-bază să se comporte ca o sursă de curent ? Din Fig. 4.4 a) rezultă că dacă tensiunea colector bază este mai mare ca zero, totul este în regulă. Această tensiune nu poate depăşi o anumită valoare maximă, peste care joncţiunea colector-bază se străpunge invers. Dar dacă polaritatea tensiunii V_{CB} se schimbă ? Joncţiunea colector bază devine direct polarizată şi, după depăşirea tensiunii de deschidere, prin ea începe să treacă un curent din ce în ce mai mare, care are sensul invers celui determinat de curentul de emitor. Astfel, curentul total de colector începe să scadă (Fig. 4.6), ajunge la zero, schimbă sensul şi creşte în continuare puternic (în valoare absolută), deoarece devine dominant curentul de conducţie directă al joncţiunii colector-bază.

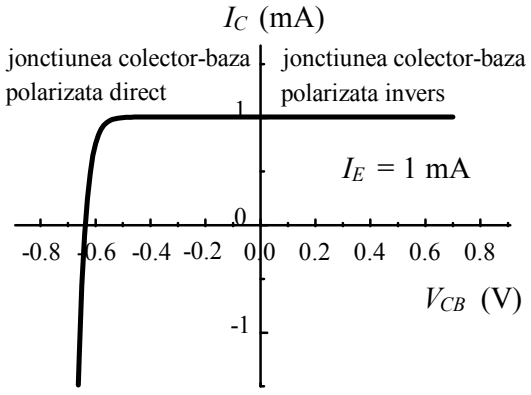
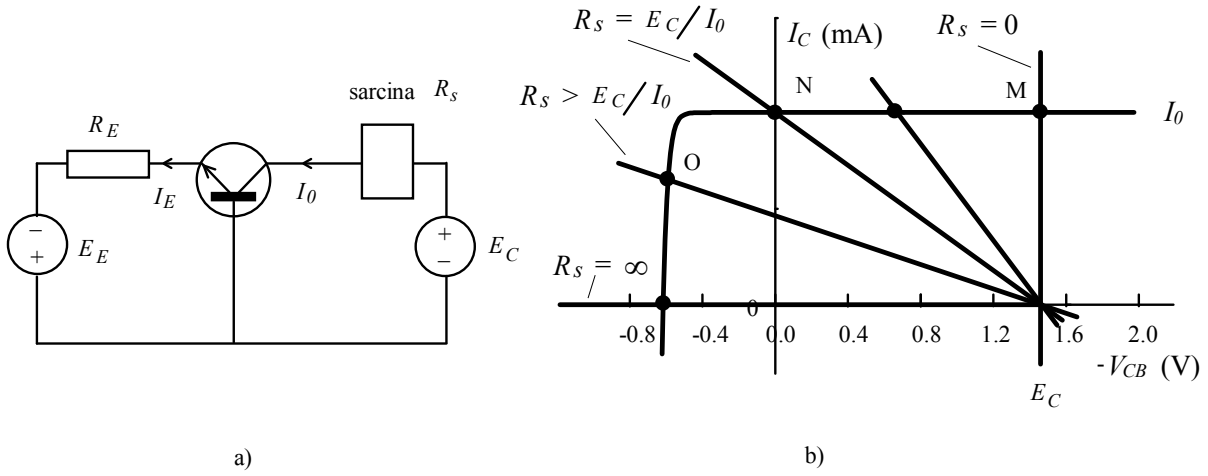


Fig. 4.6. Caracteristica de ieşie la inversarea polarităţii tensiunii colecor bază.

În regiunea în care joncţiunea colector-bază este deschisă, numită **regiune de saturaţie**, relaţia $I_C = \alpha I_E$ încetează să mai fie respectată şi curentul de colector nu mai este controlat de portul de intrare.

Pentru ca tranzistorul să se comporte sigur ca o sursă de curent, tensiunea V_{CB} trebuie să fie cuprinsă între valoarea zero şi valoarea $V_{CB\max}$ specificată de fabricant. Aceasta este **complianța de tensiune a sursei de curent** realizată cu tranzistorul nostru.

Utilizarea unei surse de curent nu se face, însă, prin cuplarea directă la bornele sale a unei surse de tensiune ci prin intercalarea unei **sarcini** care să beneficieze de curentul constant al sursei de curent, ca în Fig. 4.7 a). În general, parametrul care se modifică este valoarea rezistenței de sarcină şi vom analiza evoluția punctului de funcționare prin metoda dreptei de sarcină.



a) b)

Fig. 4.7. Efectul modificării rezistenței de sarcină cuplată la sursa de curent.

La polarizare inversă a joncțiunii colector bază, portul colector-bază se comportă ca o sursă de curent de valoare I_0. Pe de altă parte, intersecția cu axele ale dreptei de sarcină sunt situate la E_C şi E_C/R_s. Dacă sarcina este un scurtcircuit ($R_s = 0$), dreapta este verticală şi punctul de funcționare este în poziția M, în regiunea unde portul colector-bază se comportă ca o sursă de curent. Pe măsură ce rezistența de sarcină creşte, punctul de funcționare se deplasează spre stînga pe caracteristica de ieşire a tranzistorului. Atunci cînd $R_s = E_C/I_0$, toată tensiunea sursei E_C cade pe rezistența de sarcină şi tensiunea colector-bază ajunge la valoarea zero (punctul de funcționare N); aici, încă portul de ieşire se comportă ca o sursă de curent.

Creşterea rezistenței de sarcină peste valoarea $R_s = E_C/I_0$ duce, însă, la **schimbarea polarității tensiunii colector-bază deşi sursa de alimentare nu şi-a modificat polaritatea** (punctul O pe figură). Joncțiunea colector bază începe să devină direct polarizată şi apoi se deschide.

Regimul de funcționare al tranzistorului cu ambele joncțiuni deschise se numeşte regim de **saturație** ; în acest regim circuitul încetează să se mai comporte ca o sursă de curent.

Cum structura tranzistorului este simetrică, emitorul şi colectorul avînd acelaşi tip de dopare iar ambele joncțiuni sunt deschise,

în regimul de saturație potențialele colectorului şi emitorului devin practic egale.

La creşterea în continuare a rezistenței de sarcină, punctul de funcționare se deplasează în jos, ajungînd la limita $R_s = \infty$ (circuit întreupt în colector) la valoarea $I_C = 0$, aşa cum era de aşteptat. Trebuie menționat că în regiunea de saturatie curenntul de colector încetează să mai fie controlat de curentul de emitor.

În concluzie,

pentru ca tranzistorul să se comporte ca sursă de curent, rezistența de sarcină din colector trebuie să aibă valoarea între zero (scurtcircuit) și $R_s = E_C / I_0$.

1.F. Depășirea dificultăților conexiunii bază comună

Am văzut că efectul fundamental al tranzistorului este controlul curentului de colector (independent de tensiunea colector bază) de către curentul de emitor. Caracteristica de transfer $I_C = f(V_{EB})\big|_{V_{CB}=\text{const.}}$ este una exponențială și, pentru a putea face acest lucru, joncțiunea bază-emitor trebuie, mai întîi, deschisă prin aplicarea unei tensiuni în jur de 0.6 V; aceasta stabilește un curent **de repaus (quiescent** în lb. engleză). Operația este numită **polarizare** (**bias** în lb. engleză). Peste regimul de repaus se adună, apoi, mici variații provocate de o **sursă de semnal** (de exemplu, un microfon) care modifică puțin tensiunea emitor-bază $\Delta V_{EB} = r_{be} \cdot \Delta I_E$, așa cum se observă în Fig. 4.8. Modificarea curentului de colector $\Delta I_C = \Delta I_E$ provoacă, datorită valorii mari a rezistenței R_C (mult mai mari decît a rezistenței dinamice r_{eb} egală cu cîteva zeci de Ω), variații ale tensiunii de colector de sute de ori mai ample decît ale tensiunii de intrare.

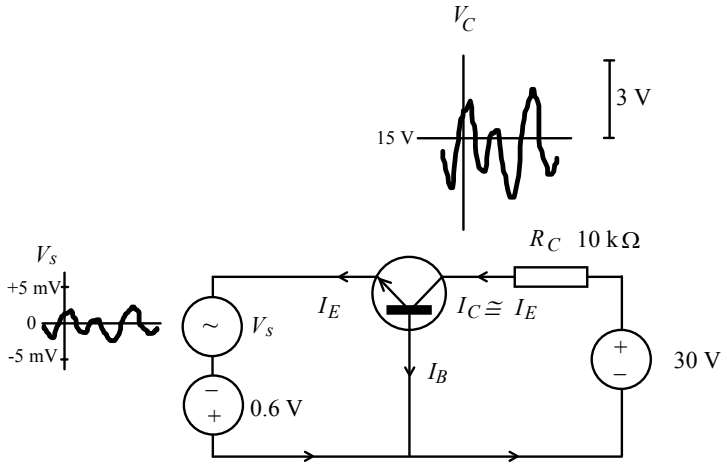


Fig. 4.8. Amplificarea variațiilor tensiunii de intrare.

Tranzistorul este, fără îndoială un **consumator de energie**. Cu toate acestea, dacă luăm în considerație **numai variațiile**, acestea au la ieșire o putere electrică mai mare decît cea de la intrare; diferența este, desigur, furnizată de sursa de alimentare din colector, tranzistorul controlînd numai modul în care această energie este furnizată sarcinii. Pentru că reușește să "amplifice" puterea semnalului variabil, tranzistorul este considerat în electronică un **element activ de circuit**. Nu trebuie să uităm, însă, că acest lucru este aparent și valabil numai pentru variații.

Circuitul din Fig. 4.8 prezintă, însă, inconveniente majore, ce afectează atît sursa de tensiune continuă necesară pentru polarizare cît și sursa de semnal. În ceea ce privește polarizarea, cele două surse de tensiune continuă au polarități opuse față de borna lor comună și **va trebui obligatoriu să construim două surse de alimentare diferite**. Această variantă este complet neeconomică și este evitată prin deplasarea sursei de polarizare lîngă terminalul bazei, ca în Fig. 4.9 a). Pentru a păstra 25 V între colector și bază, creștem cu 0.6V tensiunea sursei din ochiul colectorului. Aceasta dacă suntem exagerat de scrupuloși; putem la fel de bine

să nu o facem deoarece ştim că o variaţie de 0.6 V a tensiunii colector bază nu afectează practic funcţionarea tranzistorului. În acest mod, am reuşit să facem ca ambele surse de tensiune continuă să fie legate cu borna negativă la masă; putem să construim o singură sursă de alimentare de 25 V, iar tensiunea de 0.6 V să o realizăm cu un **divizor rezistiv,** ca în desenul b) al figurii. Mai mult, acum curentul care străbate sursa este curentul de bază. Merită să exprimăm valoarea acestuia

$$I_B = I_E - I_C = I_E(1-\alpha) \cong I_C(1-\alpha) \; ; \tag{4.9}$$

cum α este foarte aproape de unitate, factorul $(1-\alpha)$ are valori sub 1/100. În consecinţă, sursa de polarizare va trebui să debiteze un curent sub o zecime de mA, uşurînd astfel realizarea divizorului rezistiv. **Aceasta este întodeauna soluţia aleasă în circuitele practice.**

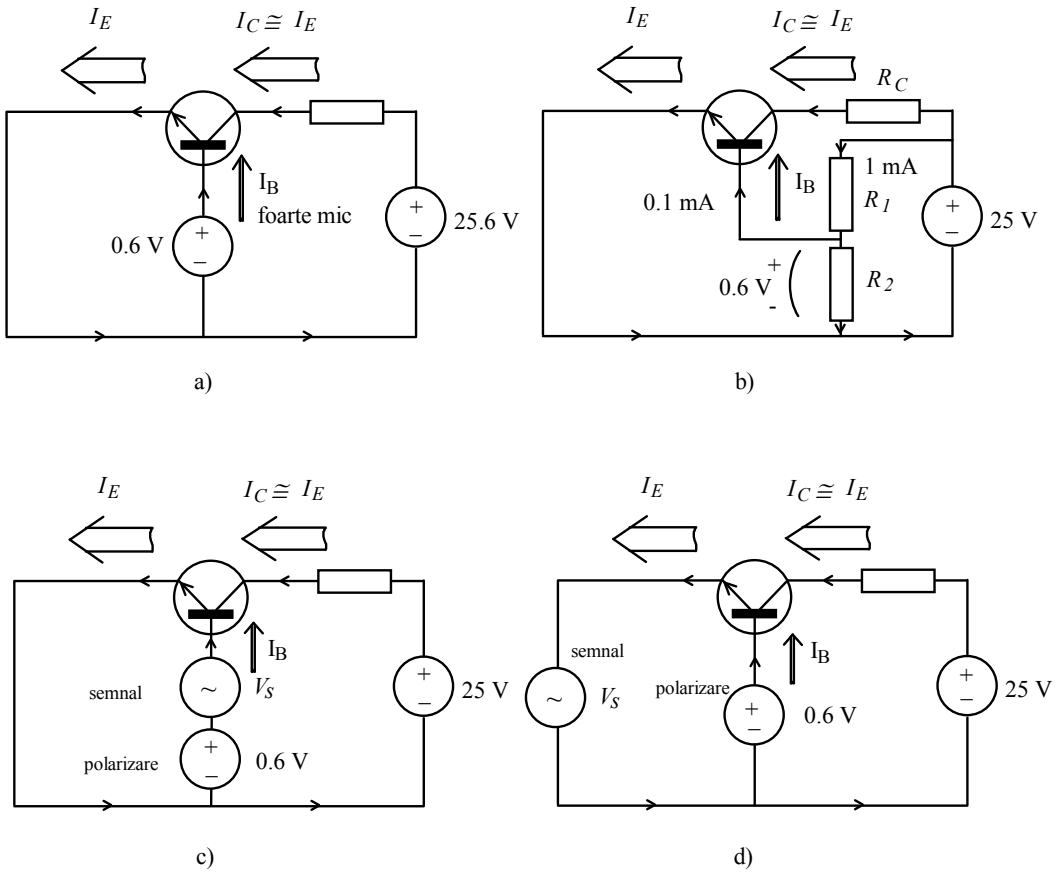


Fig. 4.9.

Să ne ocupăm acum şi de sursa de semnal, care produce variaţia curentului de colector. Pe circuitul cu bază comună (Fig. 4.8) sursa de semnal trebuie să debiteze curenţi $\Delta I_E = \Delta I_C$ egali cu cei pe care îi controlează. Cu alte cuvinte, dacă dorim să controlăm curentul de încălzire de 10 A al unui cuptor, va trebui să avem o sursă de semnal capabil să vehiculeze şi ea 10 A. Cam neplăcut, nu ? Rezolvarea dificultăţii se face deplasînd şi sursa de semnal lîngă terminalul bazei, ca în Fig. 4.9 c). Curentul de intrare este acum curentul de bază, curentul cerut de la sursa de semnal fiind de o sută de ori mai mic decît înainte. Putem acum controla curentul de 10 A ai cuptorului cu un curent de numai 0.1 A; îl putem obţine chiar şi de la o baterie de lanternă.

În noua configuraţie, în care **emitorul este comun**, curentul de colector este controlat de curentul de bază. Dependenţa se obţine simplu, din legea curenţilor şi $I_C = \alpha I_E$

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B = \beta I_B. \tag{4.10}$$

Deoarece această conexiune este de departe cea mai utilizată, factorul β, numit factor de amplificare în curent în conexiunea emitor comun, este parametrul interesant în aplicații.

Există, însă, aplicații unde conexiunea cu bază comună oferă anumite avantaje. În aceste cazuri, deşi sursa de polarizare s-a deplasat lîngă terminalul bazei, sursa de semnal rămîne în ochiul emitorului (Fig. 4.10 d).

1.G. Surse de curent cu tranzistoare bipolare

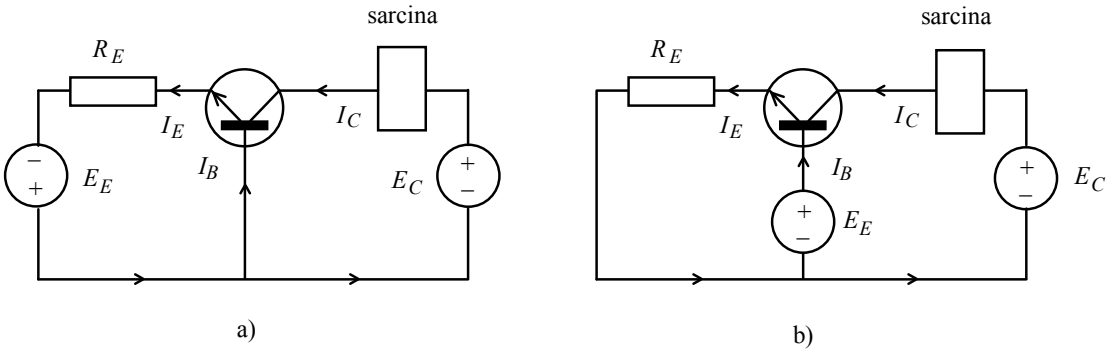
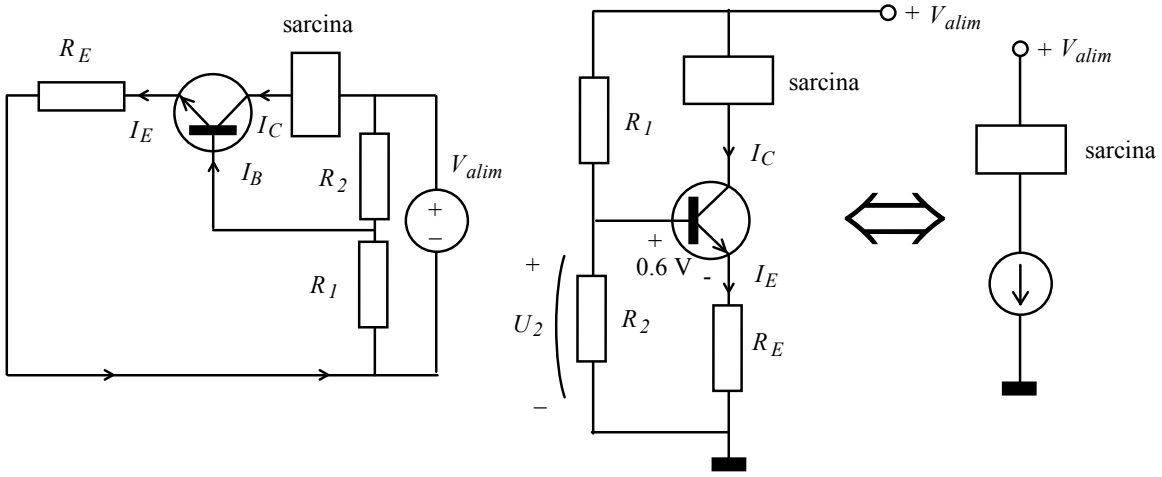


Fig. 4.10 a) şi b). Sursa de curent cu tranzistor **NPN.**

Am văzut că dacă polarizăm joncțiunea emitor-bază trecînd curentul de emitor printr-un rezistor pe care pierdem cîțiva volți, portul de ieşire dintre colecor şi bază se comportă ca o sursă de curent cu rezistența echivalentă de ordinul MΩ. Să reluăm schema circuitului, ca în Fig. 4.10 a) unde am desenat şi o sarcină, care nu este neapărat liniară şi care se poate modifica în timp. Circuitul prezintă un inconvenient pe care tocmai l-am discutat: cele două surse au polarități diferite față de borna comună (baza). Utilizăm trucul prezentat acolo, deplasînd una din surse de-a lungul ochiului de circuit, ca în desenul b) al figurii. Realizăm apoi această sursă cu un divizor rezistiv (Fig. 4.10 c). Nu mai rămîne decît să redesenăm schema mai elegant, cu linia de potențial ridicat în partea de sus a figurii, să alegem ca nod de masă borna negativă a sursei de alimentare şi, în final, să renunțăm la desenarea explicită a sursei de alimentare, trecînd doar valoarea ei. Ceea ce am obținut (desenul d) este **configurația tipică** în care veți găsi în scheme **sursa de curent cu tranzistor NPN.**

Va trebui să învățați să o desenați în această formă şi **să înțelegeți funcționarea sa în această formă**. Aceasta este extrem de simplă: curentul de bază fiind foarte mic, divizorul format din rezistoarele R_1 şi R_2 este practic neîncărcat şi menține constantă tensiunea notată pe schemă cu U_2. Cum şi tensiunea emitor bază este practic constantă, rezultă că tensiunea pe rezistorul din emitor este constantă, deci curentul de emitorul este menținut constant. În final nu trebuie decît să vă amintiți că valoarea curentului de colector este practic egală cu aceea a curentului de emitor:

$$\left.\begin{array}{l} U_1 = \text{const.} \\ V_{EB} = \text{const.} \end{array}\right\} \Rightarrow U_{RE} = \text{const.} \Rightarrow I_E = \text{const.} \Rightarrow I_C = \text{const.}$$



c) d)

Fig. 4.10 c) şi d). Sursa de curent cu tranzistor **NPN**, realizare practică**.**

Şi acum, merită să ne aducem aminte că există şi tranzistoare bipolare **PNP** la care sensurile tensiunilor şi curenţilor sunt inverse fată de cele de la tranzistoarele **NPN**. Cu un asemenea tranzistor **NPN**, sursa de curent arată ca în Fig. 4.11. Între cele două surse de curent există o deosebire esenţială: **sursa cu tranzistor PNP debitează curent înspre nodul de masă** (fiind legată cu o bornă la alimentarea pozitivă) în timp ce **sursa cu tranzistor NPN absoarbe curent înspre nodul de masă,** fiind legată cu o bornă la masă. Din acest motiv, aceasta din urmă se mai numeşte uneori în limba engleză "current sink" (absorbant de curent).

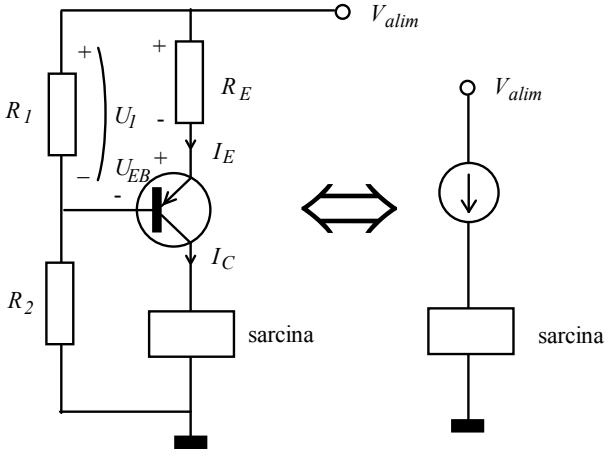


Fig. 4.11. Sursă de curent cu tranzistor **PNP.**

Trebuie să ne întrebăm, pentru aceste surse, cît de mare este complianţa de tensiune. Pe de o parte potenţialul colectorului poate să ajungă pînă la borna sursei de alimentare, cea de masă în circuitul cu tranzistor PNP şi, respectiv, cea de potenţial pozitiv în circuitul cu tranzistor NPN. Pe de cealaltă parte, excursia acestui potenţial este limitată de intrarea în saturaţie a tranzistorului, prin deschiderea joncţiunii colector bază. În amîndouă circuitele, indiferent de tipul tranzistorului, la saturaţie potenţialul colectorului devine practic egal cu cel al emitorului, aceasta fiind a doua limită a domeniului permis pentru potenţialul colectorului.

Procedură de proiectare

Cum proiectăm o sursă de curent cu tranzistor **NPN** ca cea din Fig. 4.10, alimentată la 12 V şi care să debiteze un curent $I_0 = 2$ mA ? Mai întîi ne hotărîm cît de mare să fie tensiunea pierdută pe rezistenţa din emitor. Dacă va fi prea mică, sursa va fi mai departe de idealitate, deoarece aşa cum am văzut cînd am discutat caracteristica de ieşire, curentul de emitor va suferi variaţii mai mari. Pe de altă parte, dacă această

cădere de tensiune va fi prea mare, va diminua complianța de tensiune a sursei de curent. Astfel, o tensiune de 1- 2 volți pierdută pe rezistența din emitor este o alegere rezonabilă.

Cunoaştem, deci, potențialul emitorului. Din legea lui Ohm rezultă imediat valoarea rezistenței din emitor

$$R_E = V_E / I_0 = 2\ \text{V} / 2\ \text{mA} = 1\ \text{k}\Omega.$$

Tot din potențialul emitorului rezultă potențialul bazei, cu 0.6 V mai ridicat,

$$V_B = V_E + 0.6\ \text{V} = 2.6\ \text{V}.$$

Mai rămîne să proiectăm divizorul rezistiv. Cum valoarea curentului de bază va fi cam de $I_B = I_0 / \beta \cong I_0 / 100$, valoarea curentului prin divizor va trebui să fie de cel puțin 10 ori mai mare, adică $I_0 / 10$. Rezultă, astfel, suma celor două rezistențe

$$R_1 + R_2 < 10 \cdot V_{\text{alim}} / I_0 = 60\ \text{k}\Omega.$$

Raportul celor două rezistențe se obține cu regula de trei simplă, din raportul tensiunilor care cade pe ele

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{\text{alim}} - V_B}{V_B} = \frac{9.4\ \text{V}}{2.6\ \text{V}} = 3.6.$$

Putem opta, de exemplu, pentru valorile $R_2 = 12\ \text{k}\Omega$; $R_1 = 43\ \text{k}\Omega$, care sunt standardizate.
În Fig. 4.12, aveți reprezentată sugestiv procedura de proiectare pe care am utiliazt-o.

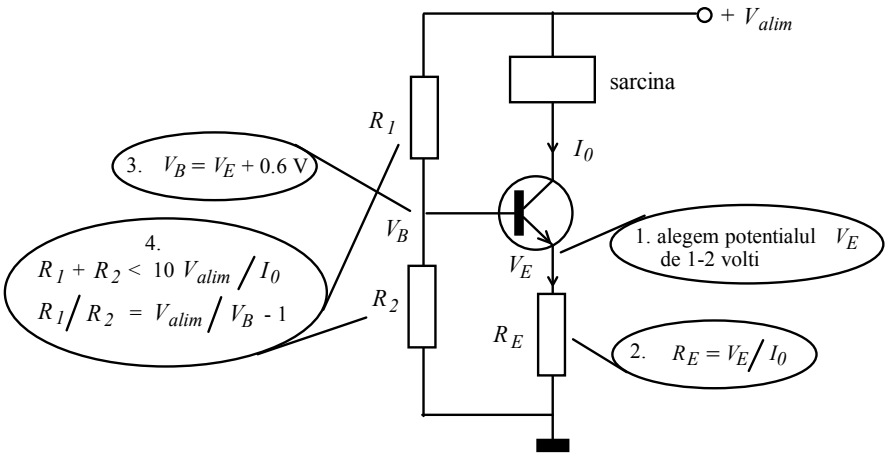


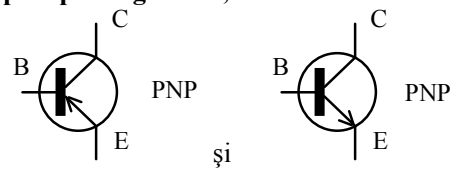
Fig. 4.12. Procedura de proiectare a unei surse de curent cu tranzistor NPN.

Enunțuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memorați)

-Tranzistorul bipolar cu joncțiuni (BJT) este constituit din trei regiuni semiconductoare, emitorul, baza şi colectorul. Tipul de dopare al emitorului şi al colectorului este diferit de cel al bazei, care este foarte subțire. Apar astfel, două joncțiuni, emitor-bază şi colector-bază.

-După tipul regiunilor, există tranzistoare PNP şi tranzistoare NPN, pentru care se utilizează simbolurile



şi . Săgeata arată întodeauna sensul în care conduce joncțiunea emitor bază; de aici puteți determina uşor sensurile curenților de emitor şi de bază.

-Funcționarea tranzistorului în regiunea activă normală este cu joncțiunea emitor-bază direct polarizată (deschisă) iar joncțiunea colector-bază invers polarizată.

-În această situație $I_C = \alpha I_E$, curentul de colector fiind practic egal cu cel de emitor (cu o precizie în jur de 1 %); puteți, de aici, să gasiți sensul curentului de colector, dacă cel de emitor intră în tranzistor, cel de colector trebuie să iasă şi reciproc (din legea curenților).

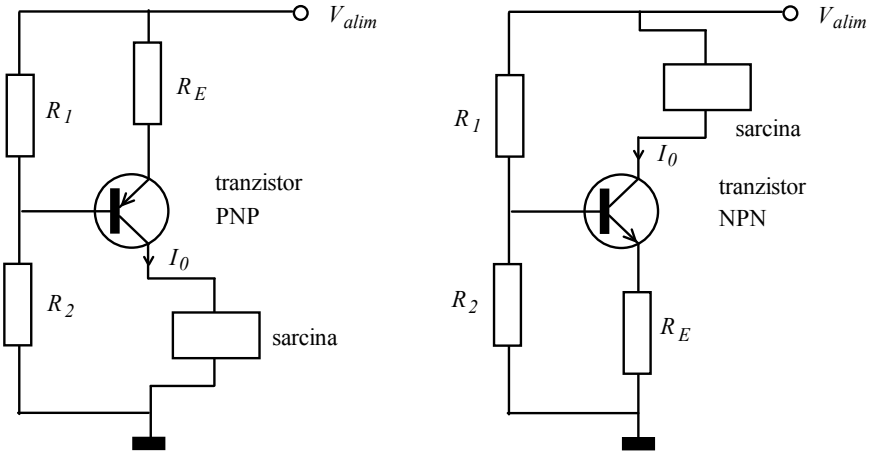
- În conexiunea cu baza comună, portul de intrare este între emitor şi bază iar portul de ieşire este între colecor şi bază: baza este, astfel, comună celor două porturi.

- Portul de intrare se comportă ca o diodă, caracteristica sa fiind foarte puțin afectată de valoarea tensiunii de ieşire (colector bază).

- La portul de ieşire, tranzistorul se comportă ca o sursă de curent comandată de starea portului de intrare. Comportarea este foarte apropiată de aceea a unei surse de curent constant ideale dacă se menține constant curentul de emitor. În circuitele practice, în care polarizarea joncțiunii emitor bază se face cu o sursă de tensiune şi un rezistor, performanțele nu sunt mult înrăutățite, rezistența echivalentă avînd valori de ordinul MΩ.

- Dacă rezistența sarcinii are valori prea mari, tranzistorul ajunge în regiunea de saturație, unde joncțiunea colector bază se deschide şi relația $I_C = \alpha I_E$ nu mai este respectată.

- Circuitele cu tranzistoare PNP şi respectiv NPN, cu care se realizează în practică surse de curent au configurațiile:



-Cel cu tranzistor PNP trimite spre masă un curent constant pe cînd cel cu tranzistor NPN absoarbe înspre masă un curent constant.

Termeni noi

-tranzistor bipolar cu joncțiuni dispozitiv semiconductor constituit din trei regiuni, emitorul, baza şi colectorul între care se formează două joncțiuni, emitor-bază şi colector-bază; baza trebuie să aibă grosimea foarte mică şi să fie mult mai slab dopată;

-tranzistoare PNP tranzistoare bipolare cu joncțiuni la care emitorul şi colectorul sunt de tip *p* iar baza de tip *n*;

-tranzistoare NPN tranzistoare bipolare cu joncțiuni la care emitorul şi colectorul sunt de tip *n* iar baza de tip *p;*

-factorul α factorul de proporționalitate între curentul de colector şi cel de emitor, în funcționare normală (factor de amplificare în curent în conexiunea bază comună); are valori între 0.95 şi 0.995;

-port pereche de borne între care se aplică sau se extrage un semnal de tensiune;

-conexiunea bază comună configurația în care tranzistorul bipolar este legat astfel încît baza să fie comună atît portului de intrare (emitor-bază) cît şi celui de ieşire (colector-bază)

-caracteristică de intrare dependența curent-tensiune la portul de intrare, în condiții ale portului de ieşire bine precizate (adesea tensiune constantă);

-caracteristică de ieşire dependența curent-tensiune la portul de ieşire, în condiții ale portului de ieşire bine precizate (adesea tensiune constantă sau curent constant);

-conexiunea emitor comun configurația în care tranzistorul bipolar este legat astfel încît emitorul să fie comun atît portului de intrare (bază-emitor) cît şi celui de ieşire (colector-emitor);

-factorul β factorul de proporționalitate între curentul de colector şi cel de bază, în funcționare normală (factor de amplificare în curent în conexiunea emitor comun); are expresia $\beta = \alpha/(1-\alpha)$ avînd valori peste o sută;

- saturație regim de funcționare al tranzistorului în care joncțiunea colector-bază ajunge să fie deschisă; în acest regim curentul de colector nu mai este controlat de curentul de emitor;

- polarizarea tranzistorului (bias) stabilirea unui regim de curent continuu, prin deschiderea joncțiunii bază-emitor, regim peste care se suprapun apoi variațiile ce reprezintă semnalul care conține informația;

- curent de repaus (quiescent) curentul regimului de curent continuu produs de polarizare; poate fi măsurat în absența variațiilor produse de sursa de semnal;

Probleme rezolvate

Problema 1.

Circuitul din Fig. 4.13 este o sursă de curent. Schema este desenată aşa cum o puteţi întîlni în textele de electronică şi pentru a o înţelege trebuie să facem cîteva precizări asupra **convenţiilor utilizate de electronişti**. În primul rînd, observăm o mulţime de elemente legate cu un capăt la un simbol de forma ⏚; este simbolul pentru nodul de **masă**, toate aceste puncte sunt legate între ele prin firul (sau planul) de masă care **nu se mai desenează explicit pentru a nu complica schema**. O altă deosebire faţă de schemele desenate de noi pînă acum apare în privinţa surselor de alimenatre care **nu se mai desenează nici ele explicit, cu simbolurile corespunzătoare lor**. Cum **ele sunt legate întodeauna cu un capăt la masă,** se desenează pur şi simplu un cerculeţ (dacă se mai desenează şi acela) şi se scrie **valoarea tensiunii sursei, faţă de masă**. Ultima observaţie este legată de valoarea rezistenţelor: atunci cînd se utilizează un prefix (kilo sau mega) nu se mai trece simbolul Ω. De multe ori, aşa cum se întîmplă la marcarea rezistoarelor, prefixul înlocuieşte delimitatorul zecimal: 2k2 înseamnă 2.2 kΩ iar M22 înseamnă 0.22 MΩ.

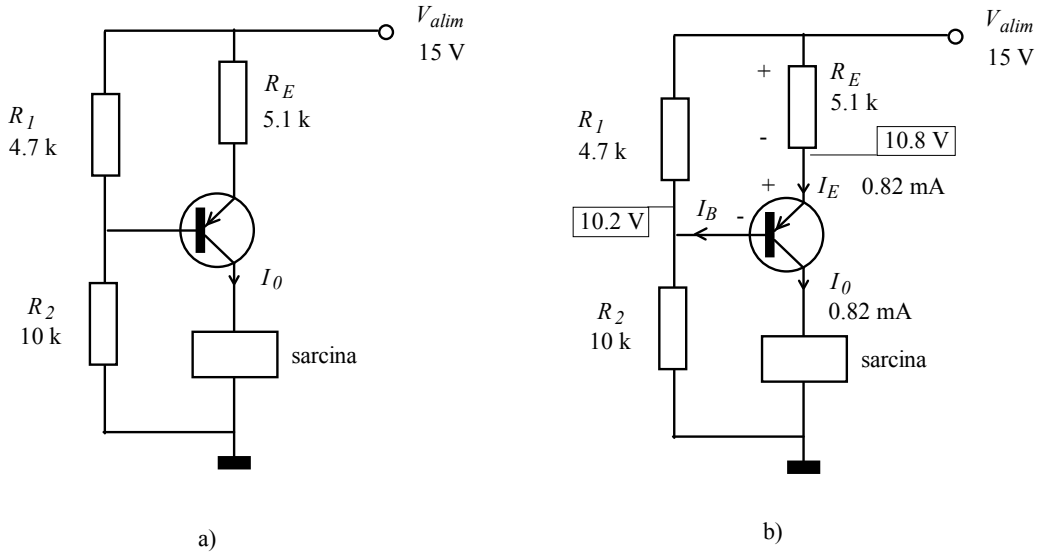


Fig. 4.13. Sursă de curent.

a) Calculaţi valoarea curentului furnizat de această sursă. ştiind că tranzistorul are factorul β de cel puţin 100.

b) Modificaţi apoi circuitul astfel încît să obţineţi o sursă de curent de 5 mA.

Rezolvare

a) Desenăm sensurile curenţilor, ca în Fig. 4.13 b). Pentru aceasta ne aducem aminte că sensul săgeţii de pe simbolul tranzistorului ne dă sensul curentului în joncţiunea bază emitor. Avem, deci, sensul curentului de bază şi al celui de emitor. Curentul intră în emitorul tranzistorului şi, cum curentul de colector este practic egal cu cel de emitor, curentul de colector iese din tranzistor.

Divizorul format din rezistenţele R_1 şi R_2 determină potenţialul bazei. Trebuie să aflăm, mai întîi dacă putem să considerăm că el este practic neîncăcat de curentul cerut de bază. Pentru aceasta estimăm rapid curentul de bază. Curentul de colector (egal practic cu cel de emitor) nu poate fi mai mare de $15\ \text{V}/5.1\ \text{k}\Omega \cong 3\ \text{mA}$ (ar lua această valoare dacă pe sarcină şi între colector şi emitor nu ar cădea de loc

tensiune). Deoarece $I_B = I_C/\beta$ şi $\beta > 100$, rezultă că, în funcţionare normală, $I_B < 3\ \text{mA}/100 = 0.03\ \text{mA} = 30\ \mu\text{A}$. Pe de altă parte, prin divizorul neîncărcat ar circula un curent de $15\ \text{V}/(10\ \text{k}\Omega + 4.7\ \text{k}\Omega) \cong 1\ \text{mA}$. Acesta este mai mare de $1/0.03 \cong 33$ ori decît curentul cerut de baza tranzitorului. Cu o aproximaţie rezonabilă ($1/33 \cong 3\%$) putem considera că divizorul nu este încărcat de curentul bazei.

Cu aceasta, potenţialul bazei rezultă aplicînd regula de trei simplă

$$V_B = \frac{10\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega + 4.7\ \text{k}\Omega} \cdot 15\ \text{V} = 10.2\text{V};$$

cel al emitorului fiind cu aproximativ 0.6 V mai sus

$$V_E = 10.8\ \text{V}.$$

Nu mai avem decît să aplicăm legea lui Ohm pe rezistenţa R_E

$$I_E = \frac{V_{a\,\text{lim}} - V_E}{R_E} = \frac{15\ \text{V} - 10.8\ \text{V}}{5.1\ \text{k}\Omega} = 0.82\ \text{mA}$$

şi să ne aducem aminte că în colector curentul este egal practic cu cel din emitor

$$I_C = I_E = 0.82\ \text{mA}.$$

b) Trebuie să modificăm circuitul astfel încît sursa de curent să debiteze 5 mA. Avem două variante, fie modificăm divizorul rezistiv, fie modificăm valoarea rezistorului din emitor. Cea de-a două este mai tentantă, atît calculele cît şi înlocuirea efectivă fiind mai simplă, deoarece este vorba de o singură rezistenţă. Cum valoarea sursei de curent este egală cu intensitatea curentului din emitor, scriem din nou legea lui Ohm pe rezistenţa R_E

$$I_E = 5\ \text{mA} = \frac{V_{a\,\text{lim}} - V_E}{R_E} = \frac{15\ \text{V} - 10.8\ \text{V}}{R_E}$$

de unde rezultă $R_E = 0.84\ \text{k}\Omega = 840\ \Omega$.

În aceste condiţii, curentul de bază ajunge 0.05 mA, de 20 de ori mai mic decît curentul prin divizor, care poate fi considerat în continuare neîncărcat. Valoarea 840 Ω nu este standardizată în seria E12 (vezi Anexa 1), cea mai apropiată fiind cea de 820 Ω. Cu ea sursa de curent debitează 5.1 mA; dacă dorim să avem o valoare mai precisă, ţinînd seama şi de faptul că noi am făcut în calcul o seamă de aproximaţii (divizorul neîncărcat, tensiunea emitor bază egală cu 0.6 V), cel mai bine este să realizăm rezistorul R_E dintr-o combinaţie serie: o rezistenţa semireglabilă de 250 Ω (mai mică este greu de găsit) şi una fixă, standardizată, de 680 Ω. În acest fel, valoarea lui R_E va putea fi ajustată între 680 Ω şi 930 Ω "la cald", în timp ce măsurăm cu un miliampermetru curentul furnizat de sursa de curent.

Problema 2.

Circuitul din Fig. 4.14 este utilizat într-un amplificator de antenă pentru recepția de televiziune, funcționînd în banda FIF, canalul 6 (aproximativ 175-180 MHz). Alimentarea este realizată cu o sursă de 6 V, legată cu minusul la masă şi cu borna pozitivă la capătul comun al rezistențelor R_1 şi R_2.

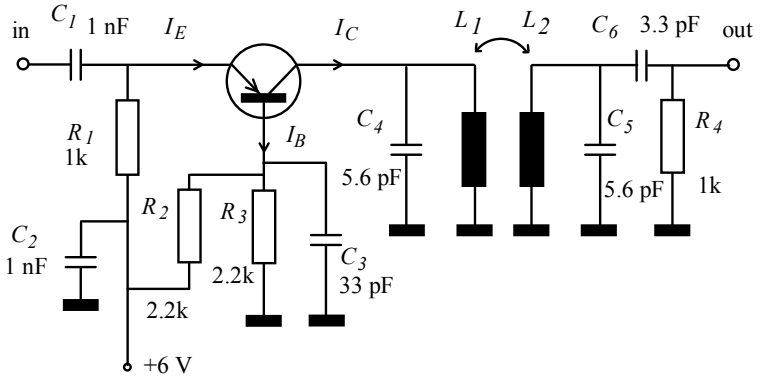


Fig. 4.14. Amplificator de antenă TV.

a) Determinați, cu aproximație de cîteva procente, **punctul static de funcționare al tranzistorului.** Calculați, apoi, rezistențele dinamice ale porturilor emitor-bază şi colector-bază. Tranzistorul este cu siliciu şi putem miza pe un factor de amplificare în curent β de cel puțin 50 (tranzistoarele de înaltă frecvență au factori de amplificare mai mici).

b) Încercați să explicați rolul fiecăruia dintre condensatoarele $C_1 \div C_6$. (numai pentru curioşi, ceilalți pot omite acest punct la prima lectură).

Rezolvare

a) Rezistoarele R_2 şi R_3 formează un **divizor rezistiv**; în absența curentului de bază, ele ar fi parcurse de un curent de $6\ \text{V}/4.4\ \text{k}\Omega = 1.4\ \text{mA}$. Este curentul de bază suficient de mare pentru a modifica semnificativ această situație ? Îl putem estima imediat: curentul de emitor ar avea valoarea maximă dacă potențialul emitorului s-ar duce la cea mai coborîtă valoarea posibilă, adică la zero (la masă). În acest caz el ar fi $6\ \text{V}/R_1 = 6\ \text{mA}$, iar curentul de bază ar avea valoarea $6\ \text{mA}/\beta = 0.12\ \text{mA}$. El ar fi, astfel, sub o zecime din curentul de 1.4 mA care parcurge divizorul: **efectul cuplării bazei tranzistorului în nodul comun al rezistențelor R_2 şi R_3 poate fi neglijat în aproximația în care lucrăm.** Cel care a proiecat circuitul ştia ce face, spre deosebire de mulți autori de culegeri de probleme.

Astfel, am ajuns la un prim rezultat: potențialul bazei este la jumătate din tensiunea de alimentare, adică la + 3V (regula de trei simplă aplicată pe divizorul rezistiv), $V_B = +3\ \text{V}$. Cum colectorul este legat **în curent continuu** direct la masă prin bobina L_1, potențialul său este nul, $V_C = 0$, şi **joncțiunea colector bază este invers polarizată**, aşa cum este necesar pentru a avea tranzistorul în regiunea activă.

De aici lucrurile devin atît de simple că pot părea plictisitoare: joncțiunea emitor bază este polarizată direct şi tranzistorul este cu siliciu, deci potențialul emitorului este cu 0.6 V mai sus, $V_E = +3.6\ \text{V}$. Legea lui Ohm aplicată pe R_1 conduce imediat la $I_E = \dfrac{6\text{V} - 3.6\text{V}}{R_1} = 2.4\text{mA}$ şi, deoarece curentul de colector este egal cu acesta, $I_C = 2.4\text{mA}$.

Întrucît factorul β nu este cunoscut cu precizie, ştiind despre el că este pe undeva peste 50, curentul de bază poate fi numai estimat $I_B < 2.4\text{mA}/50 \cong 0.05\text{mA}$. Aceasta înseamnă mai puţin de 4% din curentul divizorului; cam cu atît ne-am înşelat cînd am calculat potenţialul bazei.

În ceea ce priveşte rezistenţa dinamică a portului emitor-bază $r_{dEB} = d\,V_{EB}/d\,I_E$, calculată **în jurul punctului de funcţionare determinat anterior** $I_E = 2.4\text{mA}$, ea rezultă simplu din formula $r_{dEB} = V_T/I_E = 25\text{mV}/2.4\text{mA} \cong 10\Omega$. Pentru rezistenţa dinamică dintre colector şi bază nu putem să facem decît o estimare. Contribuţia factorului α, conform celor spuse la secţiunea C, va fi $10\text{M}\Omega/2.4 \cong 4\text{M}\Omega$. În plus, variaţia curentului de emitor datorat variaţiei lui V_{EB} va mai produce un efect ce poate fi modelat cu o rezistenţa dinamică tot de aproape $4\ \text{M}\Omega$ (căderea de tensiune pe rezistenţa din emitor este de 2.4 V, aproximativ egală cu cea din exemplul discutat la secţiunea 1.C). Cele două rezistenţe apar în paralel (sunt două variaţii de curent, produse de două mecanisme diferite, **care se adună**), aşa că rezistenţa dinamică între colector şi bază va fi pe undeva pe la $2\ \text{M}\Omega$.

Observaţie: în funcţionarea amplificatorului, la frecvenţe mari, în paralel cu aceste rezistenţe dinamice (calculate pentru variaţii cuasistatice) trebuie considerate ***capacităţile echivalente emitor-bază şi colector-bază.*** *Cea dintre emitor şi bază nu contează pentru că este în paralel cu o rezistenţă dinamică foarte mică (10 Ω în cazul nostru) dar cea dintre colector şi bază are un rol esenţial în funcţionare. Pentru un tranzistor de înaltă frecvenţă aceasta este de ordinul a 0.5 pF. Astfel, la frecvenţa de lucru de 180 MHz, ea are o reactanţă de numai 1.8 kΩ.*.

b) Am văzut că, pentru a putea amplifica, tranzistoarele bipolare trebuie polarizate, adică aduse într-un anumit punct static de funcţionare caracterizat prin valorile curenţilor şi potenţialelor de **repaus.** Cînd circuitul conţine mai multe etaje, polarizarea se rezolvă (în general) **separat** pentru fiecare etaj. Ce trebuie să facem pentru ca, la cuplarea etajelor între ele, rezultatul efortului nostru de a polarizara etajele să nu se spulbere? **Să împiedicăm curentul continuu să circule între diferite etaje.** Variaţiile (semnalul), care trebuie amplificate, trebuie, totuşi să treacă. Acest rol îl îndeplinesc condensatoarele **de separare** C_1 şi C_6.

Condensatorul C_2 este cuplat între alimentarea pozitivă şi masă, adică între terminalele sursei de alimentare. El ne aminteşte de condensatorul de filtraj care avea rolul să furnizeze consumatorului variaţiile bruşte de curent. La frecvenţa de lucru, inductanţele firelor care merg la sursa de alimentare nu pot fi neglijate şi ele se comportă ca nişte **şocuri** împiedicînd variaţiile rapide ale curentului. Din acest motiv aceste variaţii trebuie furnizate de undeva din **apropierea tranzistorului**, cu un condensator capabil să lucreze la frecvenţe mari (cu inductanţă proprie foarte mică): acesta este rolul lui C_2, care de multe ori este unul **fără terminale**.

Condensatoarele C_4 şi C_5 sunt legate în paralel pe nişte inductanţe, formînd nişte **circuite rezonante**. Aceasta deoarece circuitul este destinat să amplifice numai o bandă îngustă de frecvenţe.

A mai rămas condensatorul C_3. Pentru a înţelege rolul lui trebuie să ne întrebăm mai întîi ce fel de configuraţie are amplificatorul, cu emitorul comun sau cu bază comună. Pentru a răspunde la întrebare, căutăm bornele de intrare şi ieşire ale **semnalului** (variaţiilor). Ieşirea este legată, prin transformatorul L_1 L_2, în colector, aşa cum ne aşteptam (întodeauna **curentul de colector este mărimea controlată la un tranzistor bipolar).** Borna de intrare, prin C_1, este legată în emitor. A mai rămas un singur terminal, baza. Amplificatorul este, deci, cu bază comună. Acest terminal trebuie ţinut **la potenţial constant**, pentru ca acolo variaţiile să fie nule şi variaţiile de la intrare (ale potenţialului V_E) să se regăsească integral în variaţiile tensiunii emitor bază ($\Delta V_{EB} = \Delta V_E - \Delta V_B = \Delta V_E - 0 = \Delta V_E$) deoarece **tranzistorul este controlat de tensiunea emitor-bază**. Pentru a ţine practic constant potenţialul bazei, deşi curentul de bază variază în timp, soluţia este legarea unui condensator între bază şi masă. Datorită rezervei sale de sarcină, el va furniza variaţiile de curent fără să-şi modifice semnificativ tensiunea de încărcare. Acesta este rolul condensatorului

C_3. El scurtcircuitează, **numai în curent alternativ**, baza la masă şi este numit în jarrgonul electroniştilor **condensator de decuplare**.

Probleme propuse

P 4.1.1. Un coleg a început desenarea unei scheme, pe care nu a mai continuat-o, astfel că multe informaţii lipsesc (Fig. 4.15). Ştiind că simbolurile pentru tranzistoare au fost utilizate corect şi că tranzistorele se găsesc în regiunea normală de funcţionare, completaţi schema cu polaritatea surseei de alimentare şi sensurile curenţilor prin terminalele tranzistoarelor. De ce tip sunt tranzistoarele ?

P 4.1.2. De fapt, colegul vostru a început să deseneze mai multe scheme; aşa că mai aveţi de lucru. Completaţi şi schema din Fig. 4.16 a), cu aceleaşi informaţii ca la problema precedentă.

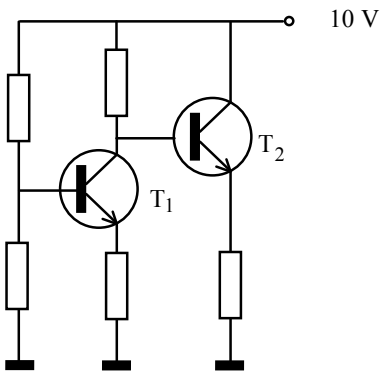
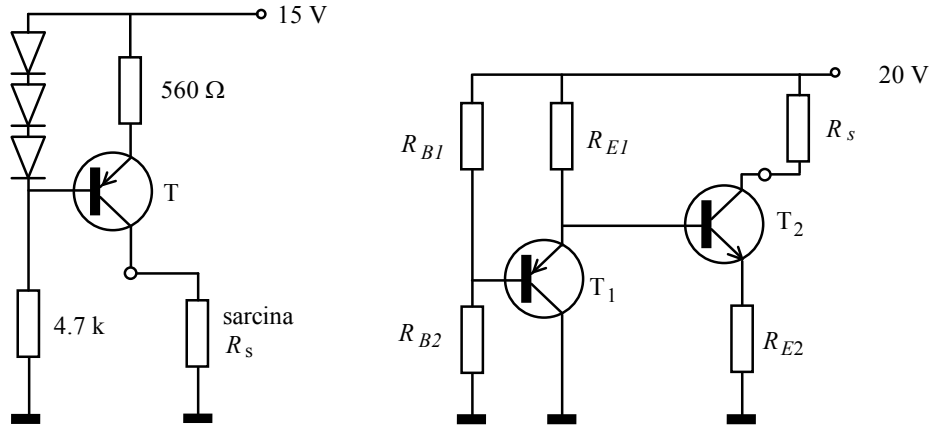


Fig. 4.15.



a) b)

Fig. 4.16.

P 4.1.3 Şi, în sfîrşit, ultima schemă,care trebuie completată cu polaritatea sursei de alimentare şi sensurile curenţilor: aceea din Fig. 4.16 b).

P 4.1.4. Reluaţi schema din Fig. 4.16 a) pe care tocmai aţi completat-o. Aţi recunoscut ce este ? Ştiind că cele trei diode sunt din siliciu, calculaţi potenţialul din baza tranzistorului. Determinaţi apoi potenţialul emitorului şi curentul din emitor. Cît este curentul din colector ? Dacă nu aţi recunoscut de la început ce este circuitul, aceasta este ultima şansă: a intervenit în calcularea curentului de colector mărimea rezistenţei de sarcină ? Ce semnificaţie are acest lucru ?

P 4.1.5. În circuitul de la problema precedentă, înlocuiţi cele trei diode cu un rezistor, astfel încît valoarea curentului de colector să rămînă nemodificată. Pentru tranzistor puteţi conta pe un factor β de cel puţin 100.

P 4.1.6. Aveţi două circuite care îndeplinesc aceeaşi funcţie. Consideraţi acum că tensiunea de alimentare are o variaţie de 10 % şi determinaţi efectul asupra curentului de colector, pentru fiecare din circuite. Formulaţi o concluzie.

P 4.1.7. Utilizînd un tranzistor NPN cu factorul β mai mare decît 100 şi o sursă de alimentare de 12 V, proiectaţi o sursă de curent care să absoarbă spre masă un curent de intensitate 5 mA. Stabiliţi

potențialul bazei cu un divizor rezistiv, ca în procedura de proiectare din Fig. 4.12.. Determinați complianța de tensiune a sursei proiectate.

P 4.1.8. Reluați aceeaşi problemă de proiectare dar rezolvați stabilirea potențialului bazei cu trei diode în serie, inspirîndu-vă din Fig. 4.16 a)

P 4.1.9. Am văzut că la modificarea tensiunii colector bază, valoarea curentului de colector nu rămînea perfect constantă din două motive: variația lui α cu V_{CB} şi variația curentului de emitor cu V_{CB}. Apropierea maximă de sursa de curent ideală avea loc dacă valoarea curentului de emitor putea fi menținută constantă. Circuitul din Fig. 4.17 încearcă să facă acest lucru. Mai întîi, neglijînd curenții bazelor, calculați potențialele celor două baze. Determinați apoi potențialele emitoarelor şi, în final, curenții de emitor şi colector ai celor două tranzistoare.

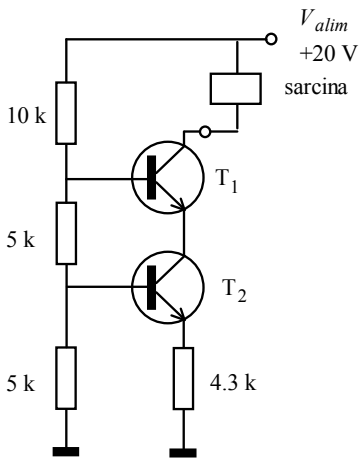


Fig. 4.17.

P 4.1.10. Cu o valoare a rezistenței de sarcină de 5 kΩ, determinați potențialul de colector al tranzistorului T_1. Să presupunem, acum, că rezistența de sarcină se modifică, schimbînd potențialul de colector tocmai calculat. Între ce limite se poate modifica această rezistența, fără să aducă tranzistorul T_1 în saturație ?

P 4.1.11. Afectează variația rezistenței de sarcină tensiunea colector bază a tranzistorului T_2 ? Ce puteți spune, în aceste condiții despre variația curentului său de colector ?

P 4.1.12. Afectează variația rezistenței de sarcină tensiunea colector bază a tranzistorului T_1 ? Considerînd că potențialul colectorului a efectuat întreaga variație permisă fără a aduce tranzistorul în saturație, încercați să estimați variația curentului său de colector. Nu uitați că în emitorul său curentul este exact curentul de colector al tranzistorului T_2 .

P 4.1.13. Încercați o comparație între performanțele sursei de curent cu un singur tranzistor şi performanțele sursei de curent perfecționate pe care tocmai ați analizat-o.

Lucrare experimentală

Pregătirea experimentelor

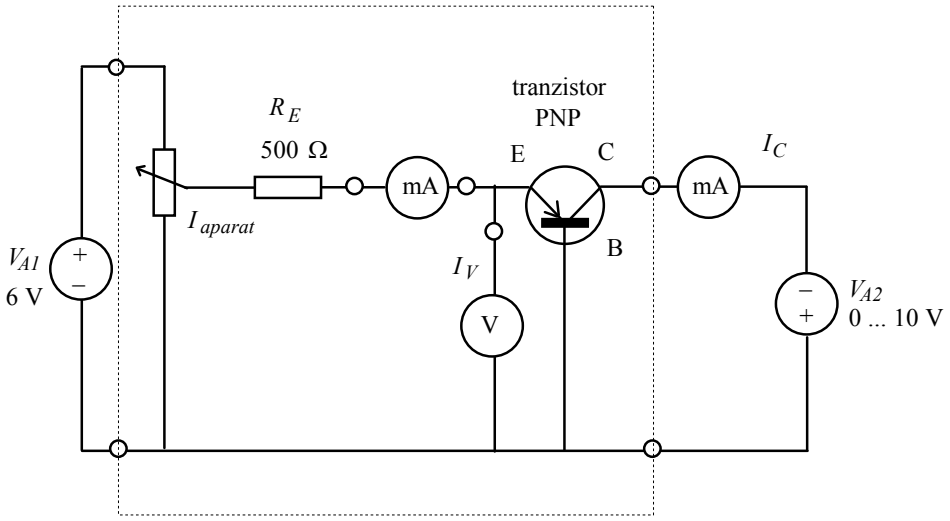


Fig. 4.18. Circuit pentru trasarea caracteristicilor statice.

Desenați-vă pe caiet circuitul din Fig. 4.18, pe care îl veți utiliza pentru trasarea caracteristicilor statice. Determinați sensurile curenților şi polaritățile necesare pentru aparatele de măsură şi completați schema cu aceste informații. Realizați apoi circuitul.

Sursa V_{A2}, legată direct între colector şi bază, va menține constantă tensiunea V_{CB} iar miliampermetrul va măsura valoarea curentului de colector. Sursa V_{A1} şi rezistența R_E vor asigura deschiderea joncțiunii emitor-bază. Pentru controlul mai fin al punctului de funcționare a mai fost montat un potențiometru pe planşetă. Voltmetrul măsoară tensiunea tensiunea V_{EB} între bază şi emitor. Cunoscînd tensiunea de deschidere (tranzistorul este cu siliciu), stabiliți scala pe care va trebui utilizat voltmetrul şi notați aceasta pe schema desenată.

Pentru determinarea curentului de emitor a fost intercalat un miliampermetru. El nu măsoară însă curentul de emitor ci suma dintre acesta şi curentul prin voltmetru

$$I_{aparat} = I_E + \frac{V_{EB}}{R_V};$$

dacă al doilea termen este semnificativ, **va trebui să faceți corecția necesară**.

Determinați rezistența voltmetrului, decuplînd emitorul tranzistorului (legînd miliampermetrul numai la voltmetru) şi ajustînd sursa V_{A1} astfel încît tensiunea pe voltmetru să fie pe scala de 1V, acolo unde voltmetrul va fi utilizat. Comparați valoarea aflată cu cea înscrisă pe aparat.

Experimentul 1. Caracteristica de intrare

Caracteristica de intrare este dependenţa **curentului de emitor în fncţie de tensiunea bază-emitor**. Ea trebuie trasată menţinînd constantă tensiunea colector-bază, care este **parametrul** la care se trasează caracteristica.

Veţi modifica valoarea curentului de emitor între 0 şi 10 mA. Stabiliţi la 10 V tensiunea V_{CB} şi apoi variaţi polarizarea joncţiunii emitor-bază, observînd deschiderea joncţiunii emitor-bază şi faptul că ea controlează curentul de colector. Înainte să trasaţi caracteristica, determinaţi aproximativ **tensiunea de deschidere**. Pentru a trasa caracteristica de intrare în scară liniară, determinaţi 10-12 puncte experimentale, pe cît posibil cu valori I_E echidistante. Măsuraţi, în acelaşi timp, şi valorile curentului de colector, trecînd datele într-un tabel de forma

V_{EB} (V)	I_{aparat} (mA)	$I_V = V_{EB}/R_V$ (mA)	$I_E = I_{aparat} - I_V$ (mA)	I_C (mA)	$\alpha = I_C/I_E$
0	0	0	0	0	

Completaţi apoi tabelul, făcînd măsurători la valori mult mai mici ale curenţilor. Utilizaţi, pentru valorile curentului de emitor, secvenţa 1 mA, 0.5 mA, 0.2 mA, 0.1 mA, 0.05 mA, 0.02 mA, 0.01 mA, 0.005 mA, 0.002 mA, 0.001 mA deoarece aceste valori vor apărea practic echidistante pe **scară logoritmică**.

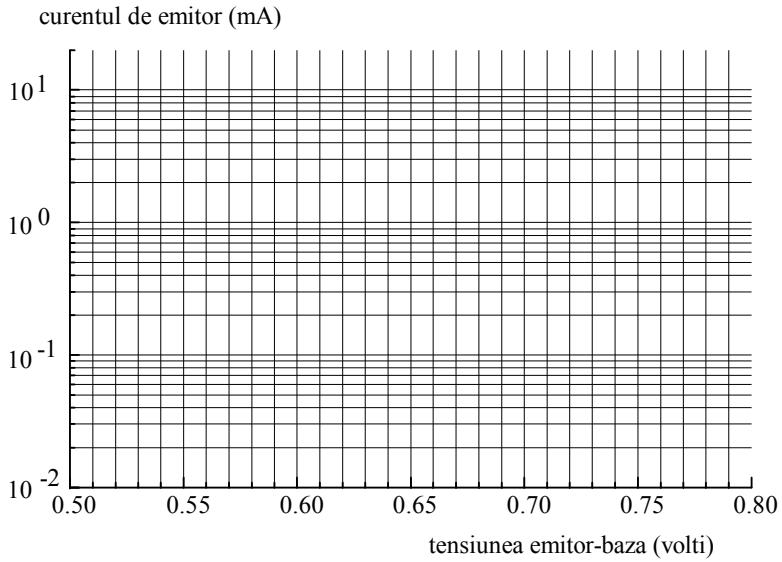
Modificaţi acum tensiunea colector-emitor la valoarea 0 V scoţînd firele de alimentare de la bornele sursei V_{A2} şi legîndu-le între ele. Refaceţi măsurătorile tensiunii V_{EB} la valorile 10 mA, 1 mA, 0.1 mA ale curentului de emitor.

Reprezentaţi, apoi, grafic, în coordonate liniare, începînd de la $V_{EB} = 0$, caracteristica $I_E = f(V_{EB})$ ridicată la $V_{EB} = 10\text{V}$. Se comportă portul de intrare ca un rezistor ? Pentru mici variaţii în jurul unui punct de funcţionare, putem introduce **rezistenţa dinamică** $r_{eb} = \Delta V_{EB}/\Delta I_E$. Calculaţi, din grafic, valorile ei la curent de colector de 0.1 mA şi 1 mA.

Desenaţi pe acelaşi grafic şi punctele experimentale ridicate la $V_{CB} = 0\text{V}$. Cum depinde comportarea portului de intrare de tensiunea de la portul de ieşire ? Dacă aţi avut un voltmetru digital, încercaţi să puneţi în evidenţă deosebirile dintre cele două grafice reprezentînd în detaliu o regiune a carcteristicii de la curenţi mari, pe care tensiunea emitor bază nu variază cu mai mult 50 mV.

Dacă nu aţi avut un voltmetru digital, împrumutaţi unul şi, la curentul de emitor constant de 10 mA, măsuraţi tensiunea emitor bază cu $V_{CB} = 10$ V şi apoi cu $V_{CB} = 0$ V. Determinaţi cu cît s-a modificat tensiunea emitor bază în aceste condiţii.

Verificaţi acum că expresia caracteristicii de intrare este una exponenţială. Pentru aceasta desenaţi caracteristica $I_E = f(V_{EB})$ cu o scară logaritmică pentru curent. Ce formă are graficul obţinut ? Ce concluzie trageţi de aici ? Determinaţi pe ce interval de variaţie a tensiunii curentul creşte cu o decadă (se multiplică cu un factor de 10). Din această valoare calculaţi potenţialul termic V_T, utilizînd relaţia (4.3).



Experimentul 2. Caracteristica de transfer $I_C = f(I_E)$

Aveți, în tabelul completat la primul experiment, date asupra curentului de emitor şi a celui de colector. Estimați mai întîi eroarea absolută cu care ați determinat aceste valori. Apoi comparați între ele valorile I_E şi I_C şi formulați o concluzie asupra valorii factorului α.

Experimentul 3. Caracteristica de ieşire

Mutați voltmetrul din ochiul emitorului în acela al colectorului, astfel încît să măsoare tensiunea colector-bază; **atenție la polaritate !** Fixați apoi I_E la o anumită valoare (să zicem 2 mA) şi micşorați gradual tensiunea V_{CE} de la 10 V pînă la 0 V, urmărind evoluția curentului de colector. Cum sursa V_{A2} nu coboară tensiunea exact pînă la zero, pentru obținerea acestei valori desfaceți firele de la sursă şi legați-le între ele. Reconectați sursa şi refaceți experimentul pentru alte cîteva valori ale curentului de emitor (4 mA, 6 mA, 8 mA) . Desenați aceste dependențe $I_C = f(V_{CB})\Big|_{I_E=const.}$ pe acelaşi grafic, obținînd o parte din familia de caracteristici de ieşire. Cunoscînd eroarea absolută cu care ați măsurat curentul de colector, estimați valoarea rezistențe dinamice dintre colector şi bază. Este ea concordantă cu predicția făcută pe baza cunoaşterii căderii de tensiune pe rezistența R_E (pag. 93) ?

Experimentul 4. Ohmmetrul electronic

Multimetrele electronice digitale oferă, în afara funcțiilor de voltmetru şi ampermetru, şi pe aceea de **ohmmetru**. Principiul de funcționare pentru aceasta din urmă este foarte simplu: prin rezistența de valoarea necunoscută se trece un curent constant, de valoare cunoscută, furnizat de la o sursă de curent şi se măsoară tensiunea. Veți realiza şi dumneavoastră un ohmetru electronic de acest tip. Mai întîi, desenați-vă schema sursei de curent din Fig. 4.19 a) şi calculați potențialul bazei, potențialul emitorului şi valoarea curentului de colector.

Calculul pe care l-ați făcut este numai unul aproximativ deoarece nu cunoaştem cu suficientă precizie valoarea rezistenței din emitor şi caracteristcile statice neliniare ale diodelor şi tranzistorului. Din acest motiv, sursa de curent trebuie "etalonată" (calibrată) la cald, adică în stare de funcțiune. Pentru aceasta, alimentați circuitul de pe planşetă, conectați un miliampermetru analogic şi ajustați rezistența reglabilă din

emitor pentru a obține un curent de 100 μA. Montați apoi în serie cu miliampermetrul diferite valori de rezistențe şi verificați cît de "ideală" este sursa de curent.

Ohmmetrul nostru este gata, nu mai rămîne decît să conectăm un voltmetru electronic şi rezistența de valoare necunoscută (Fig. 4.19 b). Măsurați, astfel, valorile rezistențelor necunoscute existente pe planşetă.

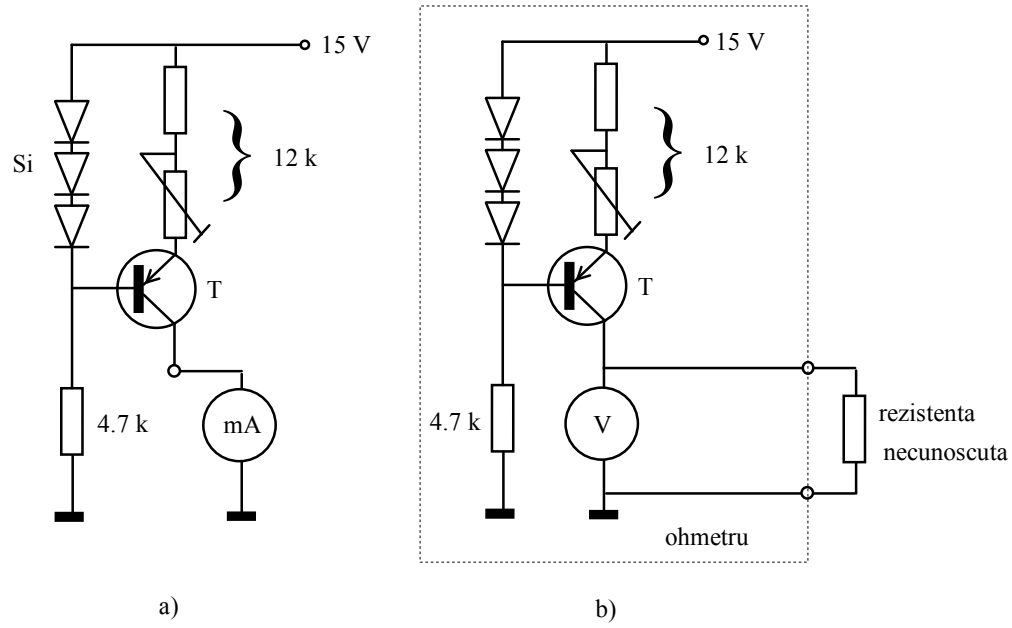


Fig. 4.19. Ohmmetru electronic.

Ce se întîmplă dacă încercăm să măsurăm "rezistența" în polarizare directă a unor diode ? Aveți pe planşetă două diode cu care puteți experimenta acest lucru. Formulați o concluzie.

Pagină distractivă

Ani buni de muncă le-au fost necesari cercetătorilor de la Bell Laboratories ca să realizeze primele tranzistoare cu joncțiuni. Cum sandwich-ul are trei straturi, între acestea există două joncțiuni semiconductoare. Mult mai eficienți, specialiştii noştri autori de manuale[2] inventează dintr-un condei **tranzistorul bipolar cu trei joncțiuni**, cea suplimentară fiind între colector şi emitor :

> Curentul care intră în baza tranzistorului, de intensitate I_B – mică –, permite curentului I_C – cu intensitate mult mai mare – să circule prin joncțiunea colector-emitor, deci tranzistorul

Este de mirare cum aşa referenți serioşi şi o aşa competentă comisie de avizare a Ministerului nu au valorificat această prioritate românească. Punem acest lucru pe seama caracterului lor modest, modest ...

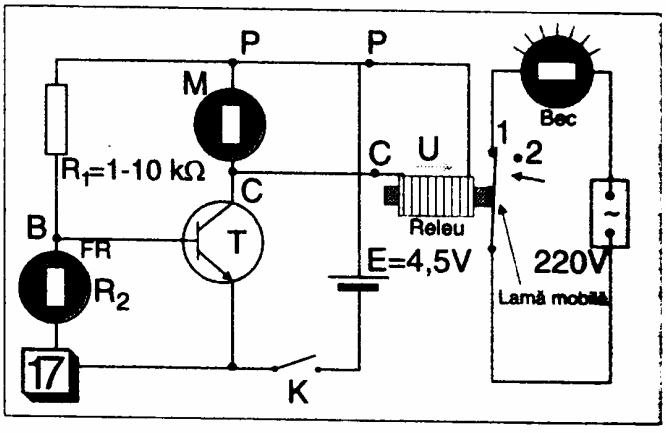
Noutate plutea însă în aer încă de la pagina anterioară, unde simbolul tranzistorului este părinteşte tras de urechi pentru a nu arăta sensul curentului prin joncțiunea bază-emitor **decît în conexiunea emitor comun** :

"În simbolul tranzistorului, săgeata indică sensul conducției în prima joncțiune (E-B), în montaj cu emitorul comun ...."

Ce trebuie să facă simbolul în celelalte conexiuni este treaba lui, ori săgeata dispare, ori, mai bine, arată todeauna înspre aceşti autori inventivi.

Că treaba este serioasă şi tranzistorul acestor domni autori este ceva cu totul nou, ne putem convinge imediat. Cum credeți că se comportă "joncțiunea colector-emitor ? Aşa e că nu ghiciți ? Ca un rezistor : "Dacă un tranzistor se deschide ..., atunci rezistența dintre colector şi emitor (R_{CE}) scade foarte mult...." Şi asta nu e încă nimic, pentru că "U_{CE} devine neglijabilă (zecimi de volt) cînd curentul I_C atinge valorile maxime admise (notate în cataloagele de dispozitive semiconductoare)". Trebuie să recunoaştem că acest tranzistor, care se uită în cataloage ca să ştie să intre în saturație cînd curentul I_C atinge "valorile maxime admise" este într-adevăr ceva revoluționar.

Şi comportarea sa în circuite este la fel de revoluționară. De exemplul, în cel din figura alăturată: "Cînd fotorezistența FR este luminată, rezistența ei scade, tranzistorul intră puternic în conducție şi ....". Oricare alt tranzistor NPN s-ar fi blocat la scăderea rezistenței R_2, cel al autorilor citați "intră puternic în conducție". Numai să fie fotorezistența "luminată", vorba (inconfundabilă) a acestor autori.



Ca orice realizare importantă şi inventarea acestui tranzistor a necesitat o pregătire anterioară. Gîndiți-vă numai prin cîte cărți or fi căutat pînă au găsit simbolurile stranii pe care le folosesc pentru rezistoare, becuri şi diode. Sau poate ne înşelăm noi, le-au găsit în prima (şi singura) ....

---

[2] ***, "Fizică", Manual pentru clasa a X-a, Ed. Teora Educațional, Bucureşti, 2000.

4.2. Conexiunea emitor comun

2.A. Configurația cu emitor comun

Structura şi modul de funcționare ale tranzistorului bipolar cu joncțiuni au fost descrise în secțiunea 4.1. În regimul de funcționare activ normal, joncțiunea emitor-bază este direct polarizată (deschisă), în timp ce joncțiunea colector-bază este invers polarizată. În aceste condiții, curentul de colector este dat de relația

$$I_C = \alpha I_E + I_{CB0}; \tag{4.11}$$

deorece I_{CB0} (curentul invers rezidual colector-bază cu emitorul în gol) este complet neglijabil la tranzisoarele moderne cu siliciu, iar factorul α este extrem de aproape de unitate, curentul de colector este practic egal cu cel de emitor, aşa cum se poate constata şi în Fig. 4.20.

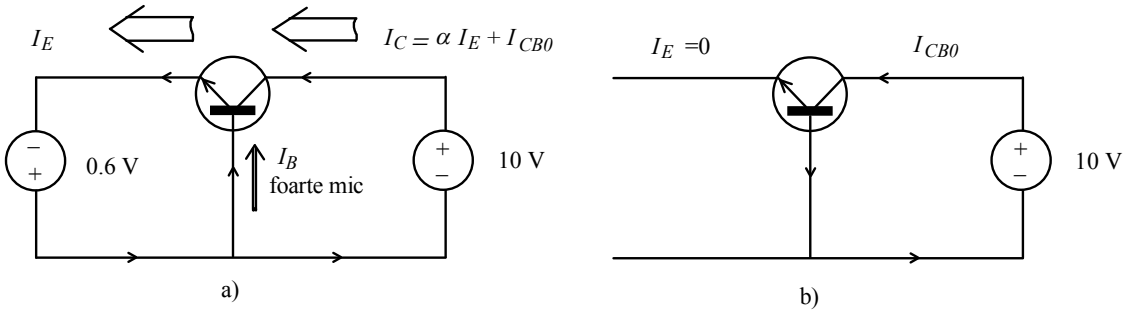


Fig. 4.20. Curenții în regiunea activă normală (a) şi semnificația curentului rezidual I_{CB0}.

Configurația cu bază comună din figura precedentă prezintă două dezavantaje:

- cele două surse au polarități opuse în raport cu masa şi, de aceea, nu se utilizează aproape niciodată pentru regimul de curent continuu (polarizare);

- curentul de emitor are valori egale cu acelea ale curentului pe care îl comandă; din acest motiv, pentru regimul de variații (prelucrarea semnalelor) configurația cu bază comună este utilizată numai în puține aplicații.

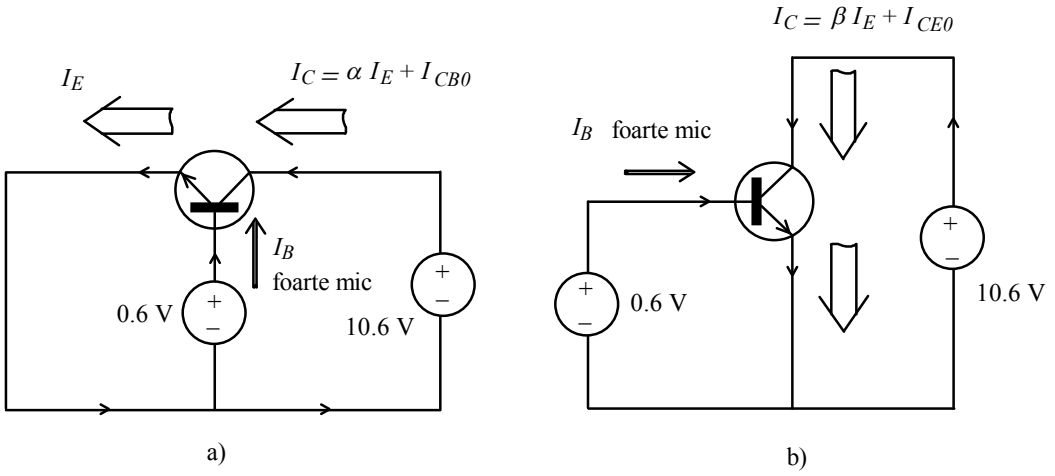


Fig. 4.21. Conexiunea cu emitor comun.

Prin deplasarea sursei de tensiune de 0.6 V de-a lungul buclei de circuit, se ajunge la configurația cu **emitorul comun** din Fig. 4.21 a) care este cea mai utilaztă configurație pentru tranzistoarele bipolare. Pentru a

avea portul de intrare în stînga, schema trebuie redesenată ca în Fig. 4.21 b), aşa cum o veţi întîlni întodeana în aplicaţii.

În conexiunea cu emitorul comun, portul de intrare este între bază şi emitor iar cel de ieşire este între colector şi emitor, terminalul de emitor fiind comun.

Deşi perechea de borne de intrare este aceeaşi ca la conexiunea bază comună, **curent de intrare este acum curentul bazei, care este de cel puţin o sută de ori mai mic decît cel de emitor.** Prin aplicarea legii curenţilor şi utilizarea relaţiei (4.11), curentul de colector poate fi exprimat în funcţie de curentul de bază prin

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{CB0}. \tag{4.12}$$

Factorul

$$\boxed{\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}} \tag{4.13}$$

este esenţial pentru descrierea funcţionării acestei configuraţii şi se numeşte factor de amplificare a curentului în conexiunea emitor comun. Cum α este foarte apropiat de unitate, factorul β are valori mari, de ordinul sutelor. Numai în cazul tranzistoarelor de mare putere factorul β are valori mai mici, de ordinul 20 - 50.

Deoarece la numitorul relaţiei (4.13) este o diferenţă între două numere foarte apropiate, valoarea ei este extrem de sensibilă la variaţiile lui α. Diferenţiind relaţia, putem arăta că

$$\frac{d\beta}{\beta} = \frac{1}{1-\alpha} \cdot \frac{d\alpha}{\alpha} = (\beta+1) \cdot \frac{d\alpha}{\alpha} \cong \beta \cdot \frac{d\alpha}{\alpha}; \tag{4.14}$$

astfel

variaţiile relative ale factorului α provoacă variaţii relative ale factorului β de sute de ori mai mari.

Din acest motiv, deşi factorul α este controlat tehnologic rezonabil de bine,

factorul β are o împrăştiere tehnologică foarte mare.

Astfel, în practică, la montarea unui tranzistor într-un circuit, asupra lui există o incertitudine destul de mare, extremităţile acestui interval fiind cel puţin în raportul 1:2. De exemplu, la BC 171A factorul β este între 125 şi 260 (litera A înseamnă ca producătorul a făcut deja o sortare prealabilă, dacă aţi cumpărat BC 171 puteţi să vă aşteptaţi la valori între 40 şi 1000). Din această cauză,

orice circuit cu tranzistoare ale cărui performanţe (punct static de funcţionare, amplificări, etc) depind puternic de factorul β este contraindicat în aplicaţiile practice.

Observaţie: Aţi scăpat, astfel, de rezolvarea unui mare număr de probleme din culegerile scrise de o serie de autori români, specialişti în "electronică teoretică".

Exprimînd cu ajutorul factorului β relaţia (4.12), avem

$$I_C = \beta I_B + (\beta+1) I_{CB0};$$

dacă definim curentul rezidual colector-emitor (cu baza în gol) prin $I_{CE0} = (\beta+1) I_{CB0}$, relaţia anterioară capătă forma

$$\boxed{I_C = \beta I_B + I_{CE0}}. \qquad (4.15)$$

La siliciu curenţii reziduali sunt extrem de mici; de exemplu, chiar la un tranzistor de curent mare (15 A) cum e 2N3055, curentul I_{CE0} este sub 20 nA la temperatura camerei şi abia ajunge spre 100 μA dacă îl încălzim la 130 ^{o}C. Putem, deci, scrie cu foarte bună aproximaţie

$$\boxed{I_C = \beta I_B} \qquad (4.16)$$

iar cu o aproximaţie mai bună de un procent

$$\boxed{I_C \cong I_E}. \qquad (4.17)$$

Curentul de colector este practic egal cu cel de emitor şi de β ori mai mare decît curentul de bază.

Să privim acum un tranzistor **NPN** într-o schemă practică cu emitorul comun (Fig. 4.22). Funcţionarea sa poate fi înţeleasă cu un model extrem de simplu. Între bază şi emitor există o joncţiune semiconductoare care se comportă ca o diodă: curentul poate să treacă numai într-un singur sens, dacă tensiunea bază emitor depăşeşte tensiunea de prag, egală cu 0.6-0.7 V. Peste această valoare, curentul creşte foarte abrupt (valoarea sa multiplicîndu-se cu 10 la fiecare variaţie de aproximativ 60 mV). Putem astfel considera, în primă aproximaţie, că **după deschidere, tensiunea bază-emitor rămîne constantă**, valoarea curentului de bază fiind determinată de circuitul exterior;

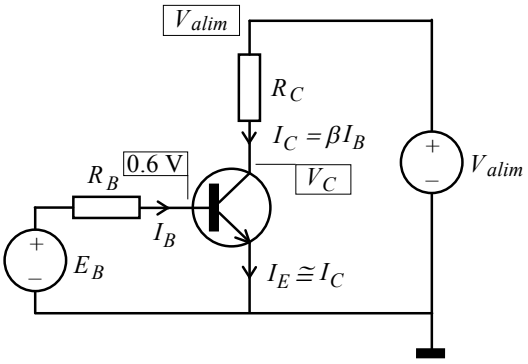


Fig. 4.22. Tranzistorul NPN într-un circuit practic cu emitorul comun.

în absenţa unei rezistenţe de limitare a curentului, polarizarea joncţiunii bază-emitor direct cu o sursă de tensiune cu rezistenţă mică este o cale sigură pentru distrugerea tranzistorului.

Dacă între colector şi emitor s-ar face scurtcircuit (manevră absolut inofensivă pentru tranzistor), am obține o valoare maximă a curentului

$$I_{Cmax} = \frac{V_{alim}}{R_C}; \tag{4.18}$$

îndepărtînd scurtcircuitul, curentul de colector nu poate fi decît mai mic sau egal cu această valoare $0 \le I_C \le I_{Cmax}$. Tranzistorul se comportă ca un **robinet controlat**: **el nu produce curent** ci numai lasă să treacă unul de valoare $I_C = \beta I_B$, indiferent de circuitul extern (tensiunea de alimentare V_{alim} şi rezistența R_C), atîta timp cît circuitul extern poate furniza această valoare de curent, aşa cum se poate vedea în Fig. 4.23. Putem înlocui rezistența R_C cu o diodă conectată în polarizare directă (desenul b): valoarea curentului de colector va rămîne practic neschimbată, se va modifica numai potențialul colectorului, de la $V_{alim} - I_C R_C$ la $V_{alim} - 0.6\ \mathrm{V}$. La fel de bine putem să o înlocuim cu un scurtcircuit, potențialul colectorului se va duce la V_{alim} dar curentul de colector va rămîne nemodificat (desenul c).

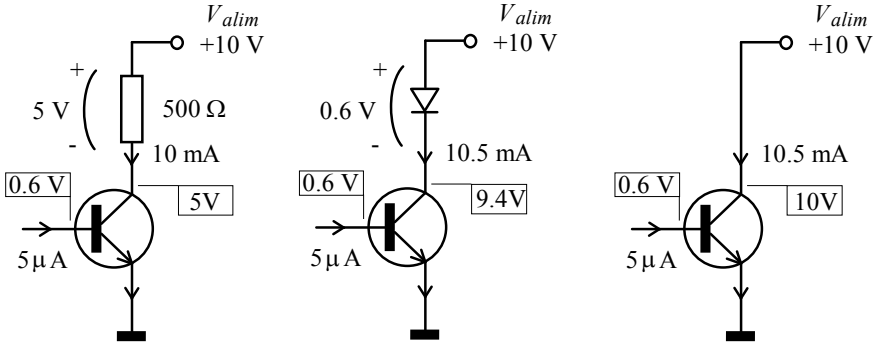


Fig. 4.23. În regiunea activă normală curentul de colector este practic constant (egal cu βI_B) indiferent de dispozitivul conectat în colector.

Funcția tranzistorului este controlul curentului de colector, control efectuat prin starea portului de intrare. Să ne întoarcem la situația din desenul a) al figurii precedente, în care avem o rezistență legată în colector, şi să creştem curentul bazei, ca în Fig. 4.24 a). Tranzistorul acționează ca un **robinet controlat** permițînd ca un curent mai mare să fie absorbit din rezistența de colector. În acelaşi timp însă, conforme relației $V_C = V_{\mathrm{alim}} - R_C I_C$, **potențialul colectorului coboară,** aşa cum se întîmplă cu nivelul lichidului din rezervorul 2 din echivalentul hidraulic reprezentat în desenul b). În circuitul hidraulic, nivelul rezervorului 1 este presupus constant, aşa cum este menținut potențialul de +10 V, iar debitul prin conducta ce leagă rezervoarele este aproximativ proporțional cu diferența de nivel în cele două rezervoare (echivalentul legii lui Ohm pe rezistența din colector).

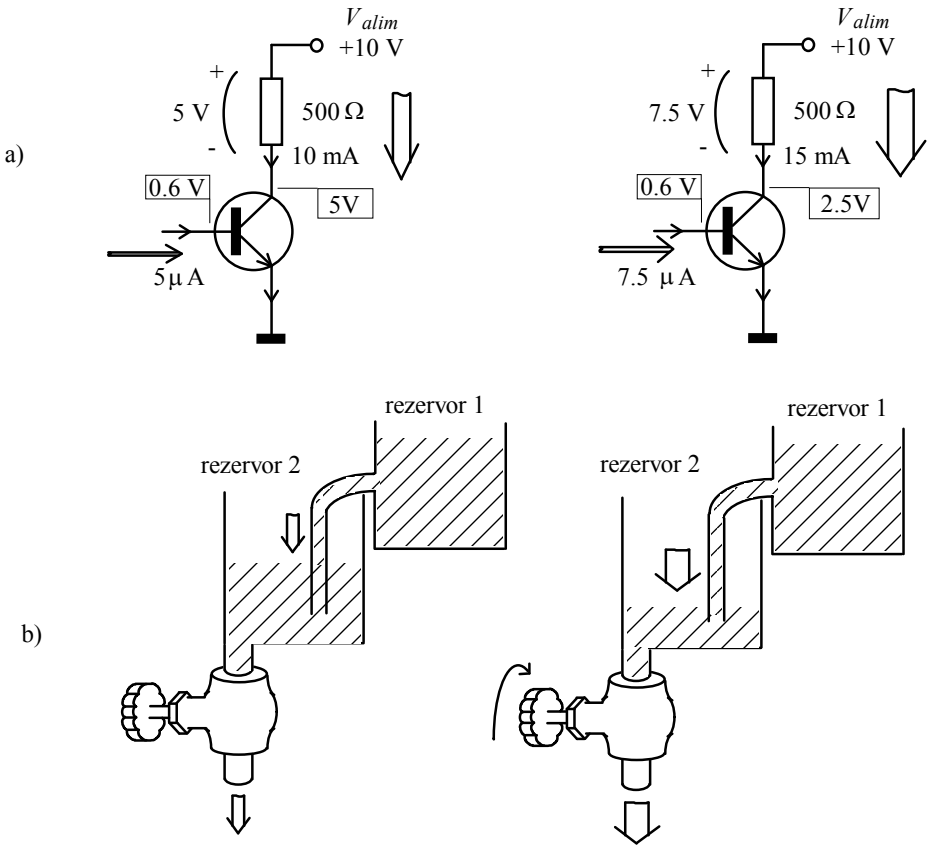


Fig. 4.24. Creşterea curentului de bază deschide mai mult tranzistorul, provocînd creşterea curentului de colector şi coborîrea potenţialului colectorului.

2.B. Caracteristica de intrare

Aşa cum spuneam, portul de intrare este echivalent cu o diodă, caracteristica sa statică $I_B = f(V_{BE})$ fiind aproximativ exponenţială şi foarte puţin influenţată de tensiunea colector-emitor, atunci cînd valoarea acesteia este modificată **între 1 V şi cîteva zeci de volţi** (pînă la valoarea maximă garantată de fabricant). Nu discutăm aici situaţia în care **colectorul este lăsat în gol** ($I_C = 0$) pentru că aceasta nu se întîlneşte în aplicaţii. Cînd V_{BE} este mai mic decît tensiunea de deschidere (în jur de 0.6 V), curentul de bază este practic nul; după depăşirea tensiunii de deschidere el creşte foarte rapid, astfel încît la valorile permise pentru I_B tensiunea V_{BE} este aproximativ constantă.

Dacă efectuăm măsurători mai precise, constatăm că mărirea tensiunii colector-emitor **deplasează** extrem de puţin caracteristica de intrare. Pentru aceeaşi valoare a curentului de bază, tensiunea necesară între bază şi emitor este un pic mai mare. Pentru o variaţie V_{CE} între 1 şi 11 volţi, aceasta, care are valori pe la 600 mV, creşte cu mai puţin de 1mV ! Dacă menţinem constantă tensiunea emitor-bază, la aceeaşi variaţie a lui V_{CE}, curentul de bază scade cu mai puţin de 3%.

2.C. Caracteristicile de transfer

Vom păstra constantă tensiunea colector-emitor, la o valoarea care asigura funcționarea in regiunea activă. Mărimea de ieşire este curentul de colector dar, ca mărime de intrare avem de ales între curentul de bază şi tensiunea bază emitor. Dacă alegem curentul de bază, conform relației $I_C = \beta I_B$, ne aşteptăm la o linie dreaptă care trece prin origine. Dacă pe graficul $I_C = f(I_B)$ e puțin probabil să observăm (cu ochiul liber) o abatere de la linia dreaptă, calcularea raportului $I_C / I_B = \beta_{DC}$, numit **factor static de amplificare** (în curent continuu), arată că acesta nu rămîne constant. Pe o scară lin-lin acest fenomen nu este evident deoarece este localizat foarte aproape de originea axelor. Din acest motiv, e mai bine să reprezentăm chiar dependența lui β_{DC} în funcție de curentul de colector. La un tranzistor de mică putere, ea are forma din Fig. 4.25. Se observă că dacă tranzistorul este operat la curenți de colector foarte mici, în domeniul microamperilor, factorul de amplificare β_{DC} scade aproape la o zecime din valoarea sa maximă.

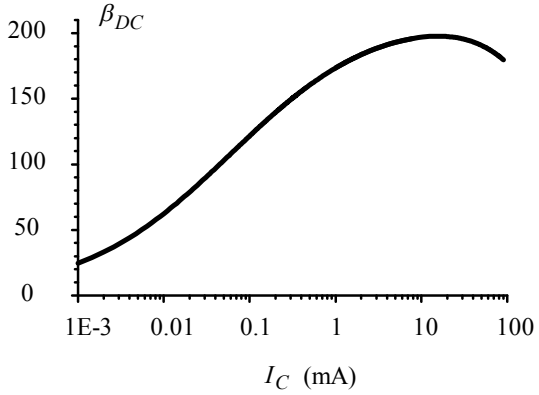


Fig. 4.25. Variația factorului β_{DC} cu intensitatea curentului de colector la tranzistorul 2N2222.

Observație: În cataloage, factorul de amplificare static β_{DC} este notat adesea cu h_{FE} ("h" pentru că este considerat unul din parametrii hibrizi, "F" de la forward şi "E" de la emitor comun). Indicele "FE" este scris cu litere mari pentru a arăta că factorul este definit la curent continuu.

Cum dependența $I_C = f(I_B)$ nu este strict liniară, este clar că nici panta ei nu este constantă. Se defineşte, din acest motiv, **factorul dinamic de amplificare în curent** $\beta_{AC} = \dfrac{\mathrm{d}I_C}{\mathrm{d}I_B}$, pentru a caracteriza funcționarea tranzistorului la variații mici în jurul unui anumit punct de funcționare. Evoluția acestui factor dinamic în funcție de curentul de colector este similară cu variația celui static: are valori mici la valori foarte coborîte ale lui I_C şi trece printr-un maxim puțin înainte ca I_C să ajungă la valoarea maxmă admisă.

Observație: Factorul dinamic de amplificare β_{AC} este notat în cataloage cu h_{fe}.

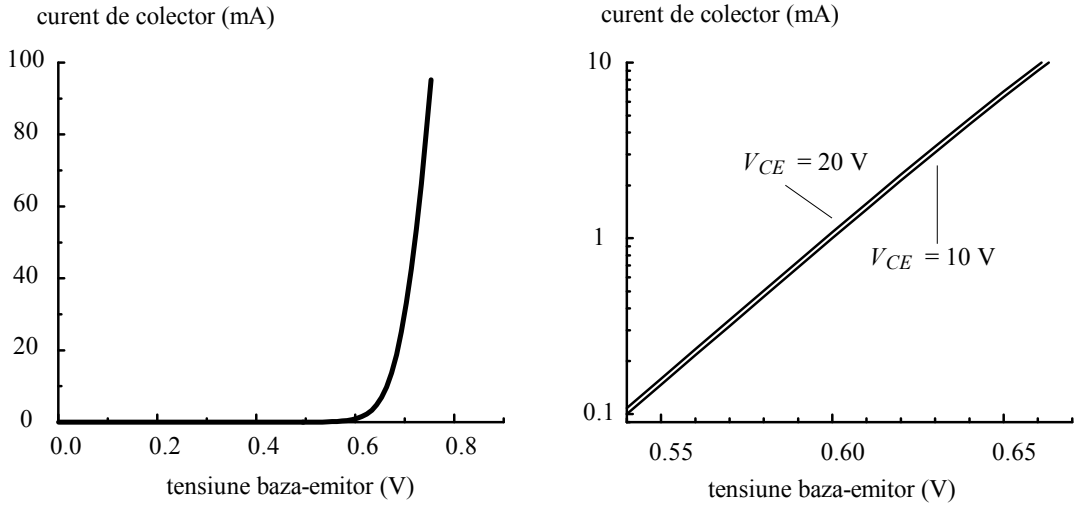
Strict vorbind, în modelele pentru variații ar trebui să apară β_{AC} iar la calculul polarizării (curent continuu) ar trebui să utilizăm factorul static β_{DC}. Dar chiar pentru tranzistoare sortate de fabricant, aceşti factori au valori cu o împrăştiere tehnologică atît de mare încît distincția dintre ei este un academism complet inutil. **Pentru că nu-i ştim decît foarte aproximativ, îi vom considera întodeauna egali şi îi vom nota de aici înainte, simplu, cu β.**

Am ales anterior, ca mărime de intrare, curentul I_B. Dacă alegem ca mărime de intrare tensiunea bază-emitor, în regiunea activă caracteristica de transfer respectă o lege exponențială

$$\boxed{I_C = I_s e^{V_{BE}/V_T}} \qquad (4.19)$$

pe aproape şapte decade de variaţie a curentului; ca şi pînă acum, V_T este potenţialul termic, egal cu aproximativ 25 mV la temperatura camerei. Astfel,

curentul de colector se dublează la fiecare creştere cu 18 mV a tensiunii bază-emitor şi se multiplică cu zece la fiecare creştere de 60 mV.



a) b)

Fig. 4.26. Caracteristica de transfer $I_C = f(V_{BE})$.

Reprezentată în coordonate liniare, caracteristica de transfer are forma din Fig. 4.26 a) şi arată că modul în care este controlat robinetul este foarte neliniar. Sensibilitatea controlului poate fi descrisă cu un parametru diferenţial, numit **transconductanţă dinamică (**adesea numit simplu transconductanţă), definit prin viteza de creştere a curentului în raport cu tensiunea de control

$$g_m = \frac{d\,I_C}{d\,V_{BE}}; \tag{4.20}$$

din relaţia (4.19) se obţine imediat că transconductanţa **nu depinde decît de curentul de colector la care operează tranzistorul,**

$$\boxed{g_m = \frac{I_C}{V_T}}. \tag{4.21}$$

Cu alte cuvinte,

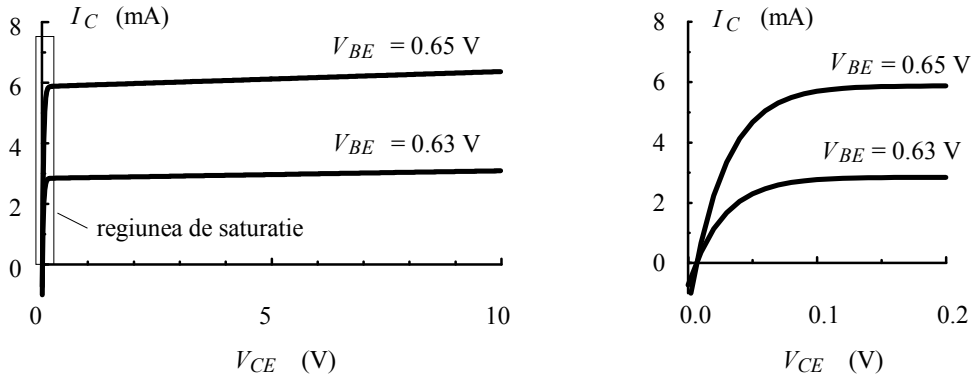
dacă am stabilit valoarea curentului de colector, orice tranzistor are aceeaşi transconductanţă, indiferent de parametrii săi I_S şi β.

Diferenţele în parametrii I_S şi β afectează numai modul în care trebuie polarizăm tranzitorul pentru a obţine curentul de colector I_C dorit: modificarea lui I_S va cere o tensiune V_{BE} uşor diferită, iar variaţia lui β va conduce la o altă valoare a curentului absorbit de baza tranzistorului.

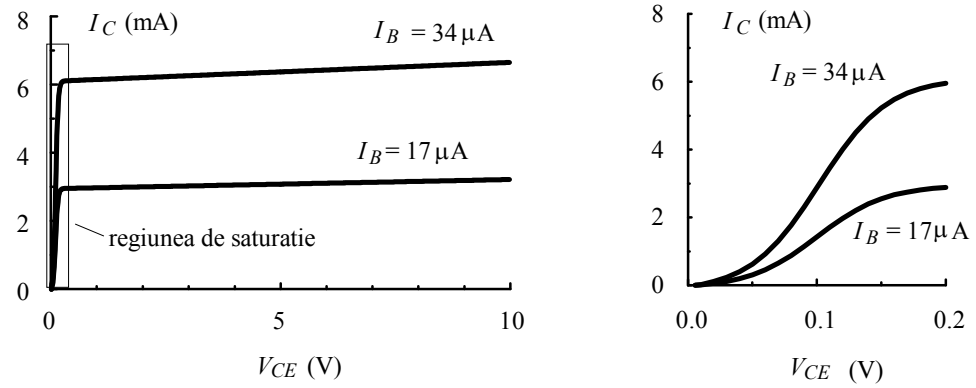
Mai mult, aşa cum se vede în desenul b) al figurii, modificarea tensiunii colector-bază nu face decît să translateze caracteristica în coordonate logaritmice, adică să afecteze numai factorul multiplicativ I_S din relaţia (4.19). Astfel, modificarea transconductanţei la variaţia tensiunii de ieşire coletor-bază are loc numai prin variaţia curentului I_C la care este operat tranzistorul, conform relaţiei (4.21).

2.D. Caracteristica de ieşire

Păstrînd constantă tensiunea bază-emitor, caracteristica de ieşire $I_C = f(V_{CE})$ are forma din Fig. 4.27 a). Constatăm că valoarea curentului de colector este aproximativ independentă de V_{CE} numai pentru valori ale lui V_{CE} mai mari de cîteva zecimi de volt. Aceasta este numită **regiune activă normală**.



a) Caracteristici de iesire la V_{BE} constant



b) Caracteristici de iesire la I_B constant

Fig. 4.27. Caracteristici de ieşire în conexiunea emitor comun.

Ce se întîmplă la valori mai mici ? În plus faţă de joncţiunea bază-emitor, tranzistorul mai are o joncţiune între bază şi colector, joncţiune care în mod normal este **invers polarizată** (Fig. 4.28 a). Cînd tensiunea colector emitor coboară sub 0.6 V, potenţialul colectorului coboară sub potenţialul bazei (Fig. 4.28 b) şi joncţiunea bază-colector începe să fie direct polarizată, iar la potenţiale de colector sub 0.1 V începe chiar să se deschidă, curentul produs prin acest mecanism **ieşind** prin terminalul de colector şi diminuînd progresiv

curentul total de colector, aşa cum se poate observa în desenul b) al figurii.. În final, la $V_{CE} = 0$, curentul de emitor este practic nul întregul curent de bază ieşind prin colector (I_C este negativ), ca în desenul c) al figurii. Trebuie notat că nici în acest regim tranzistorul nu se comportă ca şi cum ar fi alcătuit din două diode montate "spate la spate", joncțiunea bază-colector acaparînd tot curentul de bază, deşi cealaltă joncțiune este polarizată cu exact aceeaşi tensiune. Deschiderea nedorită a joncțiunii colector bază, cunoscută sub numele de **saturație,** este un dezavantaj congenital al tranzistoarelor bipolare.

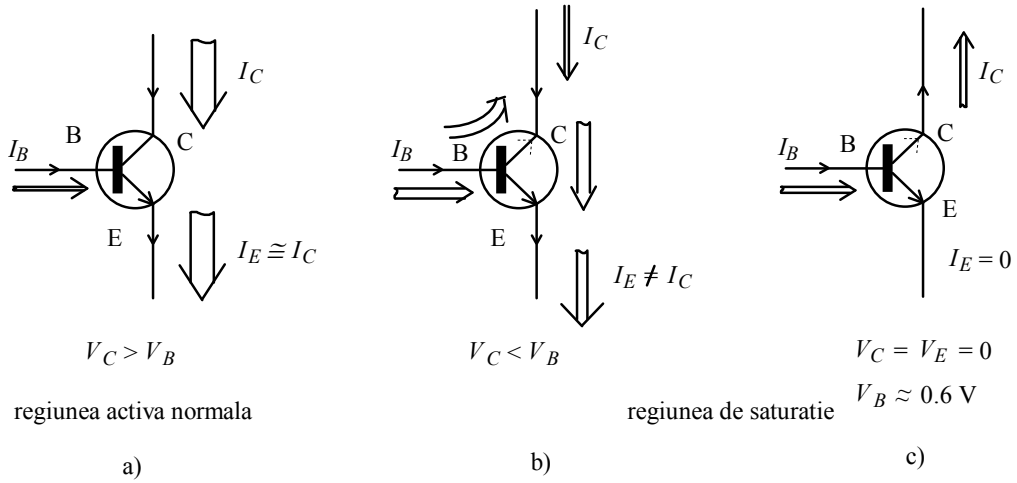


Fig. 4.28. Intrarea în saturație la coborîrea potențialului de colector; potențialul bazei este menținut la 0.6 V.

În circuitele practice nu tensiunea bază-emitor este menținută constantă, ci **curentul de bază** (aproximativ constant). În aceste condiții, caracteristicile de ieşire au forma din Fig. 4.27 b). Ele diferă de cele trasate la $V_{BE} = \text{const}.$ doar în regiunea de saturație, deoarece acum potențialul bazei nu mai este fixat. Astfel, curentul de colector scade la zero pentru $V_{CE} = 0$, fără să mai ajungă la valori negative.

În oricare din situații însă, în regiunea de saturație sensibilitatea controlării curentului de colector scade dramatic, astfel că putem afirma că, practic, acest curent încetează să mai fie controlat de starea portului de intrare.

În conexiunea emitor comun, saturația tranzistorului se manifestă prin **imposibilitatea de a controla curentul de colector prin valoarea curentului de bază**.

Să ne ocupăm acum şi de cealaltă regiune a caracteristicii de ieşire, numită activă normală. Spuneam că aici practic curentul de colector nu depinde de tensiunea colector-emitor: **la portul de ieşire tranzistorul nu se comportă ca un rezistor**. La o privire mai atentă, constatăm însă o uşoară creştere a curentului de colector atunci cînd creştem tensiunea colector-emitor. Ea apare la fel, indiferent dacă menținem $V_{BE} = \text{const}.$ sau $I_B = \text{const.}$, deci nu putem da vina pe modificarea caracteristicii de intrare produsă de variația tensiunii de ieşire V_{CE}. Cu $I_B = \text{const.}$ curentul ar trebui să fie $I_C = \beta I_B$, indiferent de valoare tensiunii V_{BE}; rezultă că această înclinare a caracteristicii de ieşire este provocată de variația lui β cu V_{CE}.

La conexiunea bază comună, păstrînd curentul de intrare I_E constant, curentul de colector se modifică extrem de puțin la variația tensiunii de ieşire. De ce oare în conexiunea emitor comun efectul este mult mai mare ? În cazul conexiunii bază comună, variația curentului $I_C = \alpha I_E$ este produsă datorită variației factorului α care se modifică extrem de puțin, cam cu 0.01 % (10^{-4}) pe volt. În cazul conexiunii emitor comun, $I_C = \beta I_B$ şi, dacă menținem constant curentul de bază, curentul de colector se modifică numai datorită variației factorului β. Am văzut însă anterior că o variație a lui α provoacă o variație relativă a lui

β de β ori mai mare, deci de cîteva sute de ori mai mare. Vom avea, deci, pe fiecare volt de variaţie a tensiunii V_{CE}, o variaţie a curentului de colector de cel puţin 1%; aceasta înseamnă, pe un interval de zece volţi, o variaţie apreciabilă : 10 %. Sursa de curent echivalentă este de o sută de ori mai modestă decît aceea de la bază comună.

Presupunînd o variaţie liniară (de gradul întîi) a lui β în funcţie de V_{CE}

$$\beta = \beta_0\left(1 + V_{CE}/V_{EA}\right) \tag{4.22}$$

cu valoarea V_{EA} **constantă,** ajungem la o expresie a curentului de colector

$$I_C = \beta_0 I_B + \beta_0 I_B V_{CE}/V_{EA} = I_C^{(0)} + I_C^{(0)} V_{CE}/V_{EA} \tag{4.23}$$

unde am notat cu $I_C^{(0)} = \beta_0 I_B$ curentul de colector "extrapolat" la $V_{CE} = 0$ (Fig. 4.29 a).

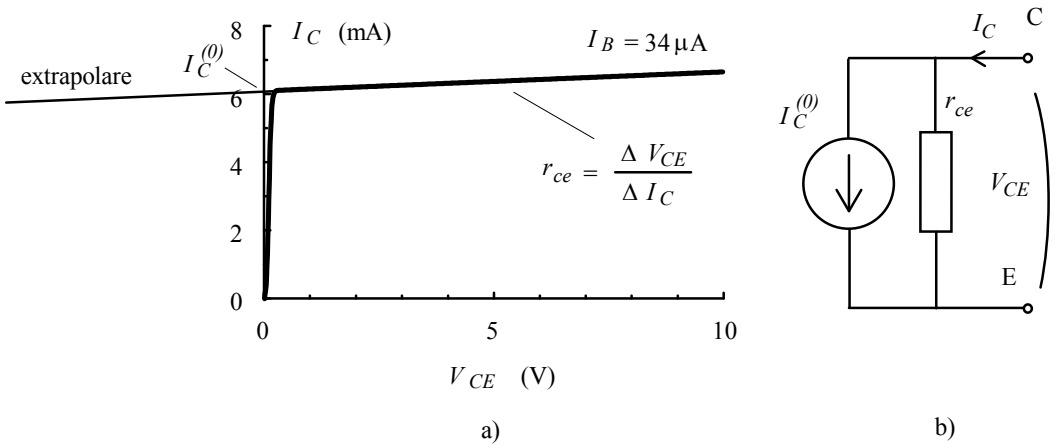


Fig. 4.29. Efectul Early în conexiunea emitor comun.

Rezistenţa dinamică în regiunea activă se obţine simplu

$$r_{ce} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{V_{EA}}{I_C^{(0)}} \tag{4.24}$$

fiind **invers proporţională cu valoarea curentului de colector**. În regiunea activă normală, portul de ieşire poate fi echivalat cu o sursă ideală de curent de valoare $I_C^{(0)} = \beta I_B$ în paralel cu un rezistor cu rezistenţa $r_{ce} = V_{EA}\big/ I_C^{(0)}$, ca în Fig. 4.26 b).

Relaţia (4.23) are şi o consecinţă geometrică. Să calculăm intersecţia cu axa orizontală a carateristicii extrapolate; punem $I_C = 0$ şi obţinem intersecţia la

$$V_{CE} = -V_{EA} \tag{4.25}$$

indiferent de valoarea lui I_B. În consecinţă, aşa cum se poate vedea în Fig. 4.30,

toate prelungirile caracteristicilor se întîlnesc într-un singur punct, la tensiunea $-V_{EA}$, numită **tensiune Early**; aceasta are valori de ordinul a o sută de volţi.

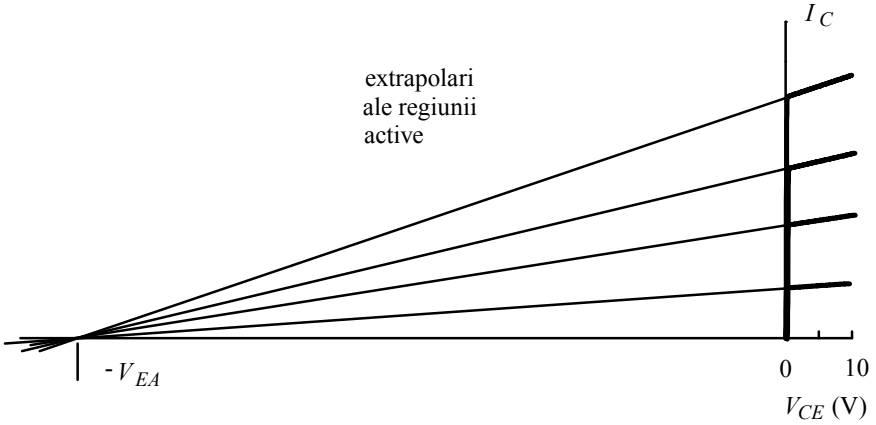


Fig. 4.30. Toate dreptele obţinute prin extrapolarea caracteristicii din regiunea activă se întîlnesc într-un singur punct.

Mai rămîne să discutăm al treilea regim de funcţionare, acela în care curentul de colector este nul.

Cînd curentul de colector este nul, tranzistorul se află în regiunea de blocare (tăiere).

Practic, cel mai adesea, blocarea este realizată prin aducerea la zero a tensiunii bază-emitor sau polarizarea inversă a acestei joncţiuni. În principiu, însă, deoarece la tranzistoarele cu siliciu curentul rezidual de colector este neglijabil, aducerea tranzistorului în regiunea de blocare se poate face şi prin lăsarea în gol a bazei ($I_B = 0$).

Aşa cum se poate constata în Fig. 4.31, unde am reprezentat circuitul cu emitor comun şi echivalentul său hidraulic, căderea de tensiune pe rezistorul din colector devine nulă (legea lui Ohm) şi potenţialul colectorului devine egal cu cel al alimentării pozitive, **ca şi cum tranzistorul nu ar exista.**

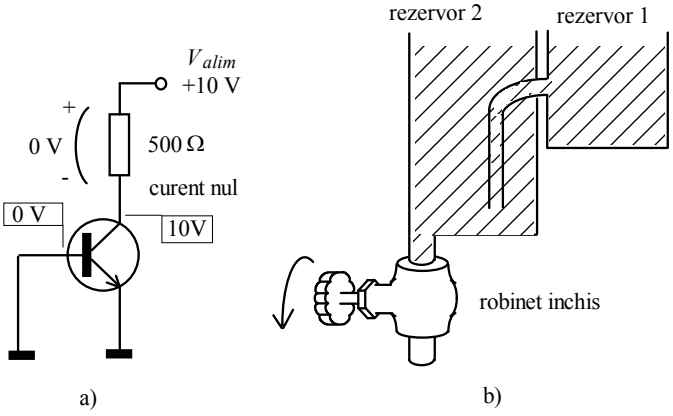


Fig. 4.31. Regimul de blocare.

Prin blocarea tranzistorului, potenţialul său de colector urcă la nivelul potenţialului alimentării.

2.E. Saturația tranzistorului

Pentru trasarea caracteristicilor am legat între colector şi emitor o sursă ideală de tensiune care să mențină între aceste puncte tensiunea la valoarea dorită de noi. Astfel, intrarea în saturație s-a făcut prin coborîrea tensiunii acestei surse care, continuată, **coboră la zero curentul de colector**.

În circuitele practice în care tranzistorul este utilizat (şi nu studiat, cum am făcut noi pînă acum), lucrurile stau cu totul altfel, aşa cum se vede în Fig. 4.32. Diferența esențială este că sursa V_{alim} nu mai menține constantă tensiunea între colector şi emitor ci potențialul "în amonte" de rezistența R_C. Astfel, tensiunea colector emitor este dictată de legea lui Ohm

$$V_{CE} = V_C = V_{\text{alim}} - I_C R_C. \qquad (4.26)$$

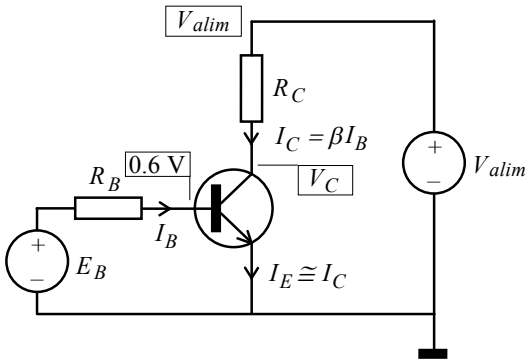


Fig. 4.32. Circuit cu emitor comun.

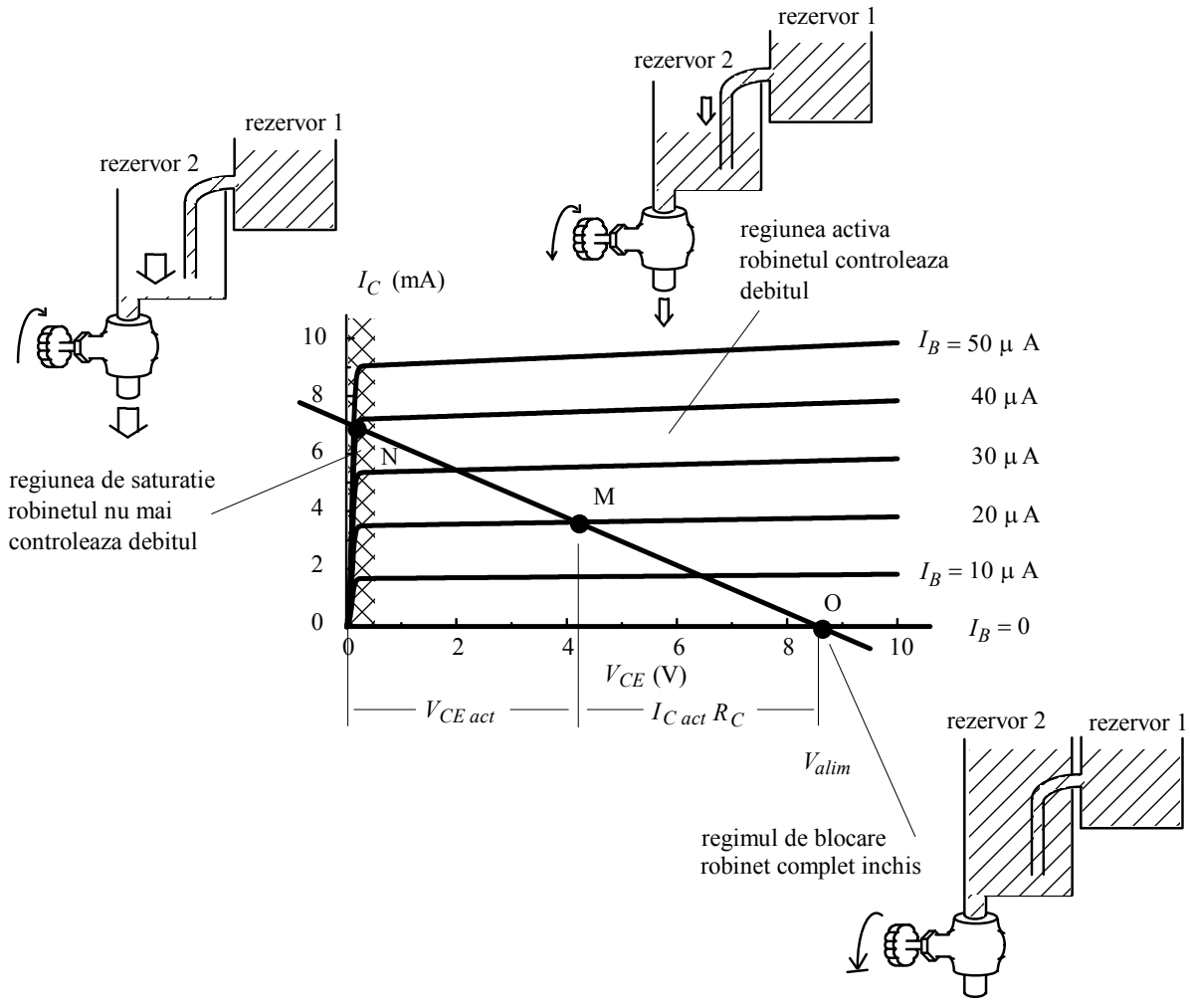


Fig. 4. 33. Regimurile de funcționare a tranzistorului.

Putem urmări starea tranzistorului pe familia de caracteristici de ieşire, prin metoda dreptei de sarcină. Această dreaptă intersectează axele la V_{alim} şi V_{alim}/R_C, aşa cum se vede în Fig. 4.33. Să presupunem că am stabilit curentul de bază la 20 μA şi punctul de funcţionare se găseşte în poziţia M de pe desen. Se vede că tensiunea colector-emitor nu este întreaga tensiune de alimentare, cantitatea $R_C \cdot I_{C\,act}$ căzînd pe rezistenţa din colector, conform relaţiei precedente. Mărirea sau micşorarea curentului de bază deschide mai mult sau mai puţin robinetul de curent, modificînd simultan valoarea curentului de colector şi tensiunea colector emitor (echivalentul nivelului din rezervorul 2). Aceasta este regiunea activă. Aici curentul de colector şi potenţialul colectorului sunt controlate de curentul de bază

$$\begin{aligned} I_C &= \beta I_B \\ V_C &= V_{\text{alim}} - \beta R_C I_B \end{aligned} \tag{4.27}$$

tranzistorul putînd fi utilizat ca un amplificator.

Dacă valoarea curentului de bază este adusă la zero, şi curentul de colector devine zero, robinetul fiind complet închis (punctul O de pe desen); în consecinţă, potenţialul colectorului urcă la nivelul tensiunii de alimentare. Am ajuns, astfel, în regimul de blocare.

Ce se întîmplă însă dacă mărim prea mult curentul de bază ? Deplasîndu-se spre stînga de-a lungul dreptei de sarcină, punctul de funcţionare ajunge, în poziţia N, în regiunea de saturaţie a tranzistorului, figurată cu un dreptunghi haşurat. Aici curentul de colector încetează să mai depindă practic de curentul de bază; degeaba creştem noi curentul de bază de la 40 μA la 60 μA, punctul de funcţionare rămîne practic tot în poziţia N, la un curent de colector foarte puţin sub valoarea V_{alim}/R_C la care dreapta de sarcina intersectează axa verticală.

Dacă desenăm dependenţa curentului de colector în funcţie de curentul de bază, obţinem graficul din Fig. 34 a). Începînd de la o valoare a curentului de bază egală cu

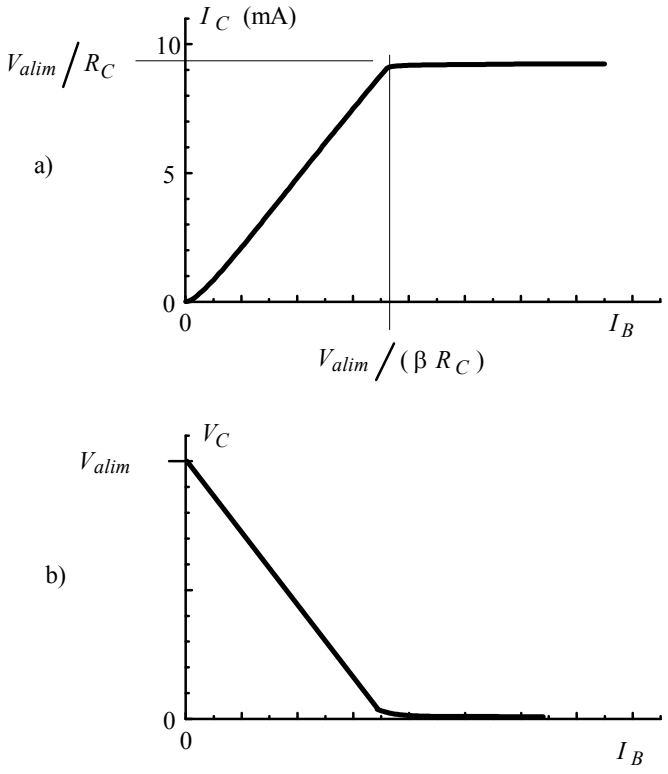


Fig. 4.34. Saturaţia curentului de colector în raport cu cel de bază.

$$\boxed{I_{B\,sat} \cong \frac{V_{\text{alim}}}{\beta R_C}} \tag{4.28}$$

curentul de colector încetează să mai crească, plafonîndu-se la o valoare de

$$I_{C\,sat} \cong \frac{V_{\text{alim}}}{R_C}; \tag{4.29}$$

astfel,

valorile curenților (de bază şi de colector) la care tranzistorul ajunge în saturație depind numai de circuitul extern.

Dacă în locul rezistenței R_C am fi legat colectorul direct la tensiunea de alimentare, dreapta de sarcină din Fig. 4.33 ar fi devenit verticală, deoarece potențialul colectorului nu s-ar fi clintit de la V_{alim}. În consecință, oricît am fi mărit curentul de bază, tranzistorul ar fi rămas în regiunea activă, urmînd ca la un moment dat să se distrugă prin supraîcălzire, fără să fi ajuns să afle ce înseamnă saturația.

În circuitele practice, tranzistorul poate ajunge în saturație datorită dipolului legat în colector: la creşterea curentului, pe acest dipol cade o tensiune din ce în ce mai mare, tensiunea între colector şi emitor putînd astfel scădea pînă spre valoarea nulă.

În general, atunci cînd o mărime y, care depinde de o alta, x, încetează practic să mai crească la mărirea lui x, spunem că avem **saturația lui y în raport cu x**.

În cazul tranzistoarelor bipolare, prin saturație înțeleem saturația curentului de colector în raport cu cel de bază.

Vom vedea că, parcă pentru a încurca lucrurile, în cazul tranzistoarelor cu efect de cîmp, prin saturație se întelege cu totul altceva.

Potențialul de la capătul inferior al rezistenței R_C ar fi ajuns la zero şi dacă am fi controlat curentul cu un rezistor reglabil sau un tranzistor cu efect de cîmp. Ce aduce în plus tranzistorul este impedimentul legat de joncțiunea sa bază-colector: la valori ale potențialului de colector de cîteva zecimi de volt aceasta se deschide şi împiedică potențialul de colector să ajungă la zero volți, aşa cum se observă în Fig. 4.4 b). Această tensiune reziduală poate fi micşorată puțin prin mărirea exagerată a curentului de bază (se spune că tranzistorul intră adînc în saturație) dar ea rămîne şi reprezintă o dificultate pentru unele tipuri de circuite cu tranzistoare bipolare. De exemplu, la curenți de zeci de amperi, valoarea ei ajunge spre 1 V, ceea ce produce o disipație de putere de cîteva zeci de wați pe **tranzistorul deschis.**

2.F. Date de catalog

Utilizatorul găseşte informațiile relevante despre tranzistoarele pe care doreşte să le folosească în foile da catalog oferite de producător. Deşi pentru unii dintre parametri sunt date definițiile, majoritatea au semnificația acceptată în manuale sau alte publicații care standardizează terminologia. Prezentăm, în continuare, extrase din foia de catalog tranzistoarelor BC107 - BC108, limitînd comentariile la mărimile care au fost prezentate în acest capitol sau a căror semnificație este evidentă. Alți parametri importanți vor fi discutați în capitolele ulterioare, cînd ne vom ocupa de circuitele în care sunt utilizate tranzistoarele.

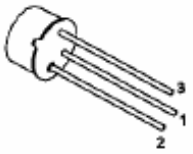
Foaia de catalog începe cu prezentarea succintă a tranzistoarelor: **amplificatoare (aplicații liniare) de uz general (general purpose) la frecvențe joase (audio)**, avînd în plus specificația particulară de **zgomot**

redus (low noise). Urmează apoi cîteva rînduri din care aflăm că tranzistoarele sunt de tip NPN, cu siliciu, şi tipul capsulei. Ni se dau, de asemenea, cîteva sugestii de aplicaţii, complementarele lor PNP şi simbolul tranzistorului. De aici aflăm un lucru important, care trebuie reţinut: **şi foile de catalog pot conţine erori.** În această foaie, de la SGS Thomson Microelectronics, simbolul desenat este al unui tranzistor PNP !.

LOW NOISE GENERAL PURPOSE AUDIO AMPLIFIERS

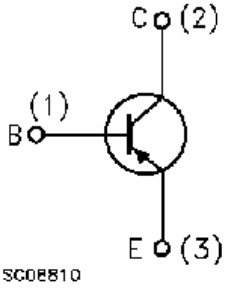
DESCRIPTION

The BC107 and BC108 are silicon planar epitaxial NPN transistors in TO-18 metal case. They are suitable for use in driver stages, low noise input stages and signal processing circuits of television reveivers. The PNP complemet for BC107 is BC177.



TO-18

INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



Primele date numerice prezentate sunt acelea ale valorilor maxime admise; pentru exemplificare, ne vom referi numai la BC107. Tensiunea inversă maximă între colector şi bază este de 50 V (este inversă pentru că este definită ca V_{CB0} şi este pozitivă, deci potenţialul colectorului este mai ridicat). Între colector şi emitor tensiunea nu trebuie să depăşească 45 V iar joncţiunea bază-emitor străpunge invers dacă creştem tensiunea peste 6 V. Curentul maxim de colector este de 100 mA.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value		Unit
		BC107	BC108	
V_{CBO}	Collector-Base Voltage (I_E = 0)	50	30	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage (I_B = 0)	45	20	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage (I_C = 0)	6	5	V
I_C	Collector Current	100		mA
P_{tot}	Total Dissipation at $T_{amb} \leq 25$ °C at $T_{case} \leq 25$ °C	0.3 0.75		W W
T_{stg}	Storage Temperature	-55 to 175		°C
T_j	Max. Operating Junction Temperature	175		°C

Valorile maxime pentru V_{CE} şi I_C nu pot fi obținute simultan deoarece puterea disipată (egală cu produsul lor) nu poate depăşi 300 mW şi aceasta numai dacă aerul ambiant nu are o temperatură mai mare de 25^{O}C. Tranzistorul poate disipa o putere mai mare (750 mW) dacă reuşim să menținem **capsula** sub 25^{O}C. Ultimele linii din tabel se referă la temperaturile de depozitare şi funcționare. Aflăm astfel că performanțele sunt garantate pînă la o temperatură a joncțiunii de +175^{O}C.

Urmează grupa parametrilor legați de funcționare, "caracteristicile electrice". Dintre ele menționăm curentul rezidual colector bază, care este de 15 nA dar creşte la 15 µA dacă joncțiunea ajunge la 150^{O}C. Pentru joncțiunea bază-emitor este dată căderea de tensiune în conducție directă $V_{BE(on)}$. Recunoaştem apoi factorii de amplificare a curentului în conexiunea emitor comun, atît cel static $h_{FE} = \beta_{DC}$ cît şi cel dinamic $h_{fe} = \beta_{AC}$. Observăm că pentru cel dinamic sunt date numai valorile tipice, **nu şi intervalul de împrăştiere tehnologică.**

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CBO}	Collector Cut-off Current (I_E = 0)	for **BC107**				
		V_{CB} = 40 V			15	nA
		V_{CB} = 40 V T_{case} = 150 °C			15	µA
		for **BC108**				
		V_{CB} = 20 V			15	µA
		V_{CB} = 20 V T_{case} = 150 °C			15	µA

$V_{BE(on)}$*	Base-Emitter On Voltage	I_C = 2 mA V_{CE} = 5 V I_C = 10 mA V_{CE} = 5 V	550	650 700	700 770	mV mV
h_{FE}*	DC Current Gain	I_C = 2 mA V_{CE} = 5 V for BC107 for BC107 Gr. A for BC107 Gr. B for BC108 for BC108 Gr. A for BC108 Gr. B for BC108 Gr. C I_C = 10 µA V_{CE} = 5 V for BC107 for BC107 Gr. A for BC107 Gr. B for BC108 for BC108 Gr. A for BC108 Gr. B for BC108 Gr. C	 110 110 200 110 110 200 420 40 40 100	 120 90 150 120 90 150 270	 450 220 450 800 220 450 800	
h_{fe}*	Small Signal Current Gain	I_C = 2 mA V_{CE} = 5 V f = 1KHz for BC107 for BC107 Gr. A for BC107 Gr. B for BC108 for BC108 Gr. A for BC108 Gr. B for BC108 Gr. C I_C = 10 mA V_{CE} = 10 V f = 100 MHz		 250 190 300 370 190 300 500 2		

Acelaşi lucru se întîmplă şi pentru alt parametru important, impedanța de intrare în conexiune emitor comun h_{ie} (la V_{CE} constant). Situația poate conduce la confuzii, mai ales pentru începători, deoarece, în realitate, **aceşti parametri h_{fe} şi h_{ie} au aceeaşi dispersie tehnologică ca şi factorul de amplificare static**.

Enunțuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memorați)

- În conexiunea cu emitorul comun, portul de intrare este între bază şi emitor iar portul de ieşire este între colector şi emitor; colectorul este, astfel, comun celor două porturi.

- Cel mai frecvent, tranzistoarele bipolare sunt utilizate în conexiunea emitor comun.

- Portul de intrare se comportă ca o diodă, caracteristica sa fiind foarte puțin afectată de valoarea tensiunii de ieşire (colector-bază).

- Curentul de colector este controlat exponențial de tensiunea bază-emitor; fiecare creştere de 60 mV produce o multiplicare cu 10 a curentului.

- Sensibilitatea acestui control poate fi caracterizată de un parametru dinamic numit transconductanță, $g_m = d\,I_C / d\,V_{BE}$; transconductanța nu depinde decît de valoarea curentului de colector în jurul căreia s-a efectuat mica variație, conform relației $g_m = I_C / V_T$, unde V_T este tensiunea termică (25 mV la temperatura camerei).

- Pe de altă parte, valoarea curentului de colector este proporțională cu valoarea curentului de bază. Factorul de amplificare β are valori peste o sută şi are o împrăştiere tehnologică mare.

- La portul de ieşire, tranzistorul se comportă aproximativ ca o sursă de curent. Comportarea este mai depărtată de idealitate în comparație cu situația de la conexiunea bază comună, deoarece factorul β suferă variații relative de $\beta > 100$ ori mai mari decît factorul α.

- Rezistența dinamică a portului de ieşire este invers proporțională cu valoarea curentului de colector, conform relației $r_{ce} = V_{EA} / I_C$, unde parametrul V_{EA} este tensiunea Early; această tensiune are valori de ordinul a 100 V.

- Regimul în care curentul de colector este controlat de starea portului de intrare se numeşte regim activ normal.

- Prin aducerea la zero a tensiunii bază-emitor, curentul de colector se anulează şi tranzistorul ajunge în regimul de blocare; curentul de colector poate fi adus foarte aproape de zero şi prin anularea curentului de bază.

- Dacă în colector este montată o rezistență şi dacă valoarea curentului de bază creşte în aşa fel încît practic întreaga tensiune de alimentare să cadă pe rezistență, tranzistorul ajunge în regiunea de saturație, potențialul colectorului devenind practic egal cu cel al emitorului. În acest regim, curentul de colector nu mai este controlat de starea portului de intrare, fiind stabilit de circuitul extern la $I_{C\,sat} \cong V_{\text{alim}} / R_C$.

Termeni noi

- factorul β	factorul de amplificare a curentului în conexiunea emitor comun; este egal cu $\alpha/(1-\alpha)$ şi are valori peste 100, prezentînd o împrăştiere tehnologică mare;
- transconductanță	parametru dinamic ce caracterizează sensibilitatea cu care tensiunea bază-emitor controlează curentul de colector, definit ca $g_m = d\,I_C / d\,V_{BE}$;
- tensiune Early	parametru care caracterizează dependența liniară a factorului β de tensiunea colector bază; este utilizată la exprimarea rezistenței dinamice între colector şi emitor prin relația $r_{ce} = V_{EA}/I_C$ şi are valori de ordinul a 100 V;
- saturație	regim de funcționare a tranzistorului în care joncțiunea colector-bază ajunge să fie în conducție directă; în acest regim, curentul de colector nu mai este controlat de starea portului de intrare;
- curent de colector de saturație	valoare a curentului de colector la care tranzistorul ajunge în saturație; este stabilită de circuitul extern $I_{C\,sat} \cong V_{\text{alim}}/R_C$;
- tensiune de saturație colector emitor	valorea tensiunii colector-emitor în regimul de saturație; depinde de curentul de colector la care a apărut saturația
- regim de blocare	regim de funcționare a tranzistorului în care curentul de colector este nul;

Probleme rezolvate

Problema 1. Circuitul din Fig. 4.35 reprezintă o variantă de polarizare, cunoscută în multe texte de limbă română ca "polarizare fixă".

a) Tranzistorul are factorul β egal cu 200. Determinați punctul static de funcționare.

b) Reluați calculul de la punctul precedent în situațiile în care factorul β are valorile 100 şi, respectiv, 400. Formulați o concluzie asupra sensibilității potențialului de colector la modificarea factorului β.

c) Revenind la valoarea de 200 a factorului β, calculați care este efectul asupra potențialului de colector produs de modificarea cu 0.2 V a tensiunii bază-emitor (datorită, de exemplu, împrăştierii tehnologice a curentului I_S).

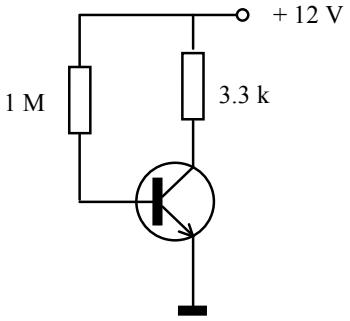


Fig. 4.35.

Rezolvare

a) Emitorul este legat la masă, tranzistorul este din siliciu, deci potențialul bazei va fi pe undeva pe la tensiunea de deschidere de 0.6 V. Legea lui Ohm aplicată pe rezistorul din bază conduce la valoarea curentului la acest terminal

$$I_B = \frac{12\ \text{V} - 0.6\ \text{V}}{1\ \text{M}\Omega} = 11.4\ \mu\text{A};$$

de aici calculăm imediat curentul de colector

$$I_C = \beta I_B = 200 \cdot 11.4\ \mu\text{A} = 2.3\ \text{mA}.$$

Pe rezistența din colector va cădea tensiunea $U_{R_C} = 2.3\ \text{mA} \cdot 3.3\ \text{k}\Omega = 7.6\ \text{V}$, aşa că potențialul din colector este

$$V_C = 12\ \text{V} - 7.6\ \text{V} = 4.4\ \text{V}.$$

b) Cu valoarea 100 pentru factorul β obținem $I_C = 1.1\ \text{mA}$, $U_{R_C} = 3.6\ \text{V}$ şi $V_C = 8.4\ \text{V}$. Potentialul de colector nu mai este pe la jumătatea tensiunii de alimentare ci s-a apropiat de aceasta; cu toate acestea, mai avem o rezervă de 3.6 V pîna la regimul de blocare.

Reluăm acum calculele pentru $\beta = 400$. Curentul de colector rezultă $I_C = 4.6\ \text{mA}$, de unde rezultă $U_{R_C} = 15.2\ \text{V}$ şi obținem $V_C = 12\ \text{V} - 15.2\ \text{V} = -3.2\ \text{V}$. Aşa să fie, un potențial negativ al colectorului cînd singura tensiune de alimentare pe care am o avem este pozitivă ? Este clar că am greşit pe undeva. Refacem calculele şi aritmetica ne conduce la acelaşi rezultat $V_C = -3.2\ \text{V}$. Verificăm acum ce relații am aplicat la fiecare pas de calcul. Tensiunea bază emitor este sigur de ordinul a 0.6 V; şi dacă ar fi mai mică potențialul de colector ar rezulta şi mai negativ. Legea lui Ohm este cu siguranță valabilă pe rezistorul de 1 MΩ. Putem, deci, să contăm pe valoarea obținută pentru curentul de bază, el este de $11.4\ \mu\text{A}$.

Mai departe am scris că $I_C = \beta I_B$; este această relație valabilă întodeauna ? Recitim textul capitolului şi descoperim că aceasta nu se mai întîmplă **dacă tranzistorul intră în saturație**. Putem chiar verifica faptul că tranzistorul este în saturație, există o valoare a curentului de colector fixată de circuitul extern pe care tranzistorul nu o poate depăşi; aceasta se calculează simplu

$$I_{C\,sat} = \frac{12\ \text{V}}{3.3\ \text{k}\Omega} = 3.64\ \text{mA}.$$

Or, cu relaţia $I_C = \beta I_B$, curentul de colector a rezultat egal cu 4.6 mA. Concluzia este una singură, cu $\beta = 400$ **tranzistorul este în saturaţie.** Din acest motiv, **valoarea corectă pentru potenţialul de colector nu este** $V_C = -3.2\ \text{V}$ cum a ieşit din calcul, ci

$$V_C \cong V_E = 0\ \text{V};$$

de fapt, vom avea o tensiune de saturaţie de cîteva zecimi de volt.

Dacă am fi calculat valoarea lui $I_{C\,sat}$ de la început, în momentul în care am fi ajuns la $I_C = 4.6\ \text{mA}$ clopoţelul ar fi sunat imediat, anunţîndu-ne că tranzistorul a ajuns în saturaţie. Este bine, deci, **să începem rezolvarea unei astfel de probleme prin calcularea curentului de colector la care tranzistorul ar ajunge în saturaţie.**

Să tragem acum concluziile. Am modificat factorul β de la 200 la 100 şi, apoi, la 400. La prima operaţie, potenţialul colectorului s-a deplasat în sus cu 4 V, dar tranzistorul a rămas în regiunea activă. Prin creşterea la 400 însă, tranzistorul a intrat în saturaţie şi colectorul a ajuns la potenţialul mase, tranzistorul încetînd să mai funcţioneze ca un robinet controlat. Morala este că **polarizarea tranzistorului cu o rezistenţă direct de la alimentare este total contraindicată, deoarece punctul static de funcţionare depinde puternic de parametrul β.**

c) Valoarea curentului de bază, calculat în ipoteza $V_{BE} = 0.6\ \text{V}$, a fost de 11.4 μA. Dacă tensiunea bază-emitor creşte cu 0.2 V, noua valoare va fi

$$I_B = \frac{12\ \text{V} - 0.8\ \text{V}}{1\ \text{M}\Omega} = 11.2\ \mu\text{A}$$

cu numai 1.8 % mai mică. În consecinţă, rezistenţa din bază stabileşte practic valoarea curentului de bază, indiferent de parametrii tranzistorului. O denumire mai corectă a acestei variante de polarizare ar fi "la curent de bază fixat".

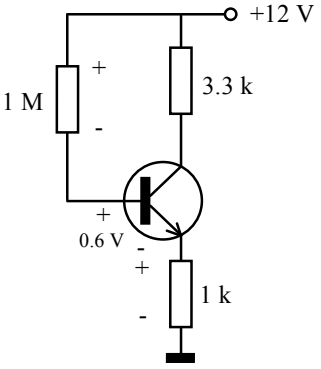


Fig. 4.36.

Problema 2. Circuitul din problema precedentă a fost modificat şi acum arată ca în Fig. 4.36.

a) Pentru valoarea factorului β de 200, calculaţi punctul static de funcţionare. Încercaţi să găsiţi o cale de a reduce o parte a rezolvării la cazul precdent.

b) Aflaţi ce se întîmplă dacă factorul β se modifică, ajungînd la 400.

Rezolvare

a) De data aceasta nu mai cunoaştem potenţialul emitorului. Va trebui să aplicăm legea tensiunilor, efectuînd o excursie de la nodul de masă prin rezistenţa din emitor, joncţiunea emitor bază şi rezistenţa din bază. Ecuaţia care rezultă este

$$0 + I_E \cdot 1\ \text{k}\Omega + 0.6\ \text{V} + I_B \cdot 1\ \text{M}\Omega = 12\ \text{V};$$

dacă ţinem seama că $I_E \cong I_C = \beta I_B$, relaţia devine

$$0.6\ \text{V} + I_B\left(1\ \text{M}\Omega + \beta \cdot 1\ \text{k}\Omega\right) = 12\ \text{V}$$

care conduce la

$$I_B = \frac{12\ \text{V} - 0.6\ \text{V}}{1\ \text{M}\Omega + \beta \cdot 1\ \text{k}\Omega} = \frac{11.4\ \text{V}}{1.2\ \text{M}\Omega} = 9.5\ \mu\text{A}.$$

De aici urmăm calea cunoscută, $I_C = \beta I_B = 1.9\ \text{mA}$, $U_{R_C} = 6.3\ \text{V}$ şi $V_C = 5.7\ \text{V}$. Pe de altă parte, $V_E = I_E \cdot 1\ \text{k}\Omega = 1.9\ \text{V}$ iar $V_B = V_E + 0.6\ \text{V} = 2.5\ \text{V}$. Circuitul, cu toate valorile calculate, este prezentat în Fig. 4.37.

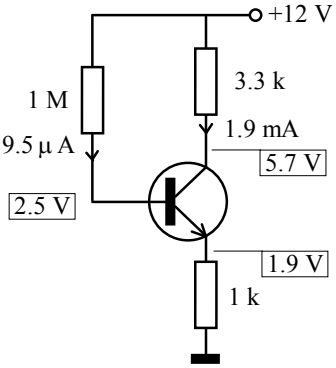


Fig. 4.37.

Dacă analizăm relaţia din care am obţinut valoarea curentului de bază, constatăm că rezistenţa din emitor apare multiplicată cu β şi adunată cu rezistenţa din bază. Astfel, **pentru calcularea curentului din bază am putea considera că ea dispare din emitor şi apare, de β mai mare, în serie cu rezistenţa din bază.** Acest truc funcţionează numai pentru calcularea curentului din bază. Pentru etapele ulterioare ale calculului ea trebuie să revină la locul ei în circuitul emitorului.

b) Cu $\beta = 400$ curentul de bază se obţine

$$I_B = \frac{12\ \text{V} - 0.6\ \text{V}}{1\ \text{M}\Omega + \beta \cdot 1\ \text{k}\Omega} = \frac{11.4\ \text{V}}{1.4\ \text{M}\Omega} = 8.14\ \mu\text{A}.$$

Creşterea lui β a micşorat un pic curentul de bază dar efectul creşterii rămîne puternic asupra curentului de colector, care rezultă acum $I_C = \beta I_B = 3.3\ \text{mA}$. În acest caz, pe rezistorul din colector ar cădea tensiunea $U_{R_C} = 10.7\ \text{V}$ de unde ar rezulta că potenţialul colectorului ar fi la 1.3 V. Pe de altă parte, pe rezistorul din emitor ar cădea 3.3 V şi emitorul ar urca la $V_E = 3.3\ \text{V}$. Am ajuns la o soluţie în care potenţialul colectorului (1.3 V) este mai coborît decît al emitorului. Acest lucru este imposibil, deci **tranzistorul a ajuns în saturaţie.**

Problema 3. În circuitul din Fig. 4.38 s-a utilizat un alt mod de polarizare al bazei. Considerînd în continuare că $\beta = 200$,

a) decideţi dacă divizorul rezistiv din bază poate fi considerat neîncărcat şi calculaţi punctul de static funcţionare.

b) Reluaţi punctul precedent, pentru $\beta = 400$. Formulaţi o concluzie.

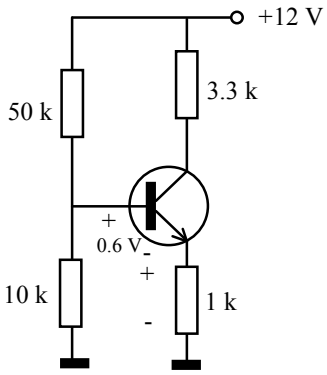


Fig. 4.38.

Rezolvare

a) Rezistenţa echivalentă a divizorului rezistiv este puţin mai mică decît valoarea rezistenţei de 10 kΩ. Dacă doriţi o valoare mai precisă, calculaţi combinaţia lor paralel şi obţineţi 8.3 kΩ. Din rezolvarea problemei precedente am învăţat că, pentru calcularea curentului de bază, putem să deplasăm rezistenţa din emitor în circuitul bazei, dacă o multiplicăm cu β. Avem, astfel, o valoare pentru rezistenţa care constituie sarcina divizorului, ea este $\beta \cdot 1\ \text{k}\Omega = 200\ \text{k}\Omega$, de $200/8.3 \cong 24$ de ori mai mare decît rezistenţa echivalentă a divizorului. În concluzie, cu o aproximaţie de 4 %

putem considera că divizorul este operat în gol. Prezența căderii de tensiune pe joncțiunea bază-emitor contribuie suplimentar la **micşorarea curentului extras din divizor**, astfel că eroarea este chiar mai mică de 4 %.

În continuare, readucem rezistența din emitor la locul ei. Apoi calculăm tensiunea de ieşire în gol a divizorului, prin regula de trei simplă. Ea este identică cu potențialul bazei tranzistorului

$$V_B = \frac{10\ \text{k}\Omega}{60\ \text{k}\Omega} \cdot 12\ \text{V} = 2\ \text{V};$$

de aici calculăm potențialul emitorului $V_E = V_B - 0.6\ \text{V} = 1.4\ \text{V}$ şi, cu legea lui Ohm, curentul de emitor, care este practic egal cu cel de colector, $I_C = 1.4\ \text{mA}$. Urmează la rînd tensiunea pe rezistența din colector $V_{R_C} = 4.6\ \text{V}$ şi, în final, potențialul colectorului $V_C = 12\ \text{V} - 4.6\ \text{V} = 7.4\ \text{V}$. Colectorul este mai sus cu 6 V decît emitorul, tranzistorul este departe de regimul de saturație.

b) Acum divizorul rezistiv "vede" în locul rezistenței de sarcină de $200\ \text{k}\Omega$ una de valoare dublă, egală cu $400\ \text{k}\Omega$. Dacă în cazul anterior cuplarea rezistenței de sarcină cobora cu 4 % tensiunea de ieşire (fața de cea de mers în gol), acum coborîrea este numai de 2 %. În concluzie, modificarea lui β de la 200 la 400 produce numai o creştere a potențialului bazei de 2 % din tensiunea în gol a divizorului, adică de numai 0.04 V. Aceeaşi creştere se va regăsi şi în emitor, provocînd o creştere a curentului de colector de numai 0.04 mA, adică sub 3 %. În consecință, potențialul de colector va coborî cu 0.13 V de la valoarea anterioară de 7.4 V.

Să ne aducem aminte că, în cazul circuitelor de la problemele 1 şi 2, aceeaşi creştere a factorului β aducea tranzistorul în saturație, pe cînd acum **modificarea potențialului de colector este practic neglijabilă**. Circuitul de polarizare din Fig. 4.38, care **fixează potențialul bazei** şi nu curentul de bază, este circuitul care asigură predictibilitatea punctului static de funcționare în condițiile împrăştierii mari a factorului β.

Probleme propuse

P 4.2.1. Încercînd să realizaţi circuitul din Fig. 4.39, luaţi un tranzistor din cutie şi îl montaţi. Să presupunem că tranzistorul are $\beta = 200$. Calculaţi curentul de bază, curentul de colector şi potenţialul colectorului. Este el în regiunea activă sau în saturaţie ?

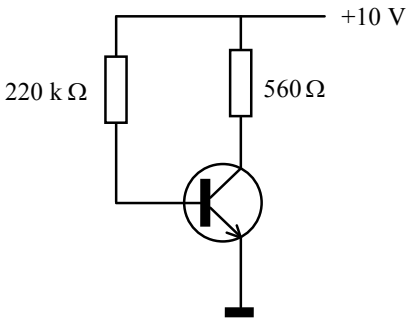


Fig. 4.39 .

P 4.2.2. Luînd un alt exemplar din aceeaşi cutie trimisă de fabricant, tranzistorul are, să zicem, $\beta = 450$. Reluaţi problema precedentă şi stabiliţi în ce regiune de funcţionare se găseşte tranzistorul.

P 4.2.3. Stabiliţi acum în ce interval trebuie să fie factorul β pentru ca potenţialul colectorului să nu se apropie la mai puţin de doi volţi de potenţialul alimentării şi, de asemenea, de potenţialul masei. În cutia cu tranzistoare, valorile lui β sînt distribuite cu egală probabilitate între limitele 200 şi 450. Dacă dorim să realizăm un amplificator după schema precedentă, cît la sută dintre amplificatoarele realizate trebuie aruncate pentru că nu îndeplinesc condiţia asupra potenţialului de colector enunţată mai sus ?

P 4.2.4. Utilizînd circuitul din Fig. 4.40, prin comutatorul K dorim să controlăm aprinderea becului, care are valorile nominale de funcţionare 0.2 A şi 4.5 V. În ceea ce priveşte tranzistorul, contăm pe un factor β de cel puţin 50. Cît ar trebui să fie valoarea rezistenţei din bază pentru ca becul să funcţioneze normal ? Dar dacă ne luăm o rezervă, pentru orice eventualitate (de exemplu, cu filamentul rece becul absoarbe mai mult curent decît cel nominal) ?

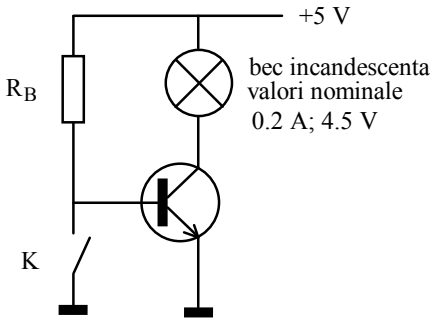


Fig. 4.40.

P 4.2.5. În circuitul din Fig. 4.41, tensiunea sursei ideale E_B a fost ajustată fin astfel încît $V_C = V_{\text{alim}}/2$. O încălzire cu 8º C a tranzistorului este echivalentă cu o creştere de aproximativ 18 mV a tensiunii bază emitor (prin modificarea parametrului I_S din ecuaţia (4.19)). Utilizaţi ecuaţia citată şi calculaţi de cîte ori creşte curentul de colector. Mai rămîne tranzistorul în regiunea activă ? Este o idee bună să polarizăm tranzistorul în acest mod ?

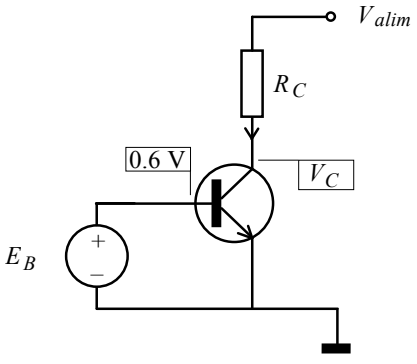


Fig. 4.41 .

P 4.2.6. Circuitul de la problema precedentă mai are un dezavantaj. Imaginaţi-vă că E_B suferă o variaţie necontrolată, de scurtă durată, de la aproximativ 0.6 V la 1 V. Calculaţi de cîte ori ar creşte curentul de colector dacă rezistenţa R_C ar fi nulă (sau în locul ei s-ar afla o diodă). Care ar fi consecinţele ?

P 4.2.7. În Fig. 4.42 aveţi schema unui amplificator cu emitor comun, cu două etaje. Ne vom ocupa numai de polarizare (regimul de curent continuu) aşa că nu trebuie să luaţi în seamă condensatoarele, **ele nu afectează regimul de curent continuu**. Nu le ştergeţi de pe schemă, obişnuiţi-vă să lucraţi cu ele acolo şi să le ignoraţi cînd vorbiţi despre polarizare. Mai întîi stabiliţi sensurile curenţilor şi estimaţi cît de mari ar putea fi (în cea mai defavorabilă situaţie) curenţii de colector.

P 4.2.8. Ştiind că ambele tranzistoare au factorul de amplificare β mai mare de 100, decideţi dacă divizorul din baza lui T_1 poate fi considerat neîncărcat. Calculaţi apoi, pentru primul tranzistor, potenţialul

bazei, potențialul emitorului şi curentul de colector. Scrieți aceste valori pe schemă, obişnuiți-vă să lucrați în principal pe schemă şi să scrieți cît mai puține ecuații sub formă literală.

P 4.2.9. Pentru determinarea potențialului de colector al lui T_1 ar trebui să cunoaştem curentul de bază al lui T_2, pe care nu îl ştim. Puteți afirma, însă, că el nu este mai mare decît o anumită valoare, pentru că aveți deja o estimare maximală a curentului de colector. Sunteți, astfel, în măsură să aflați şi potențialul de colector al primului tranzistor.

P 4.2.10. În sfîrşit, determinați, pentru al doilea tranzistor, potențialul de emitor, curentul de colector şi potențialul colectorului.

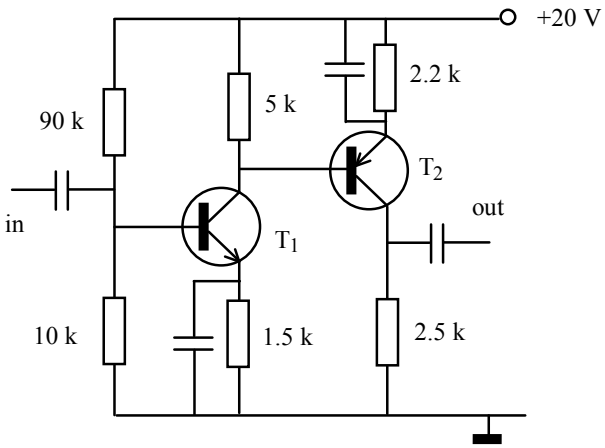


Fig. 4.42.

P 4.2.11. Am văzut că putem considera curentul de colector ca fiind controlat de tensiunea bază-emitor, parametrul care depinde de tranzistorul particular pe care îl folosim fiind factorul multiplicativ I_s. Acest fapt are o aplicație importantă în circuite ca cel din Fig. 4.43,, numit **oglindă de curent**.

a) Determinați curentul de colector al tranzistorului T_1 (curenții de bază se pot neglija).

b) Considerînd că cele două tranzistoare sunt "**împerecheate**", avînd aceeaşi valoare pentru parametrul I_s, calculați curentul de colector al tranzistorului T_2.

c) Rezistența sarcinii se modifică; cu ce este echivalent tranzistorul T_2 ?

d) Care este complianța de tensiune a sursei de curent ?

e) Este aceasta o sursă cu rezistență dinamică mare ? Revedeți caracteristica de ieşire cu $V_{BE} = \text{const}$.

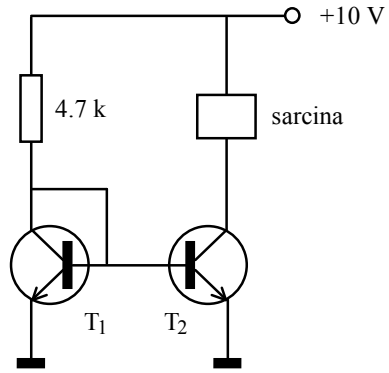


Fig. 4.43.

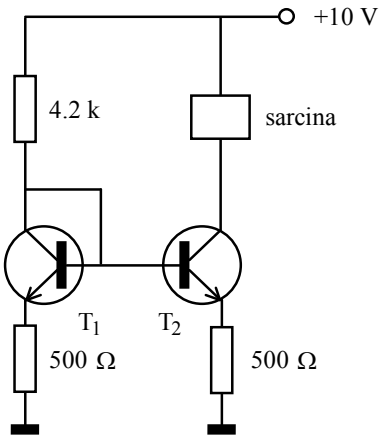


Fig. 4.44.

P 4.2.12. Circuitul din Fig. 4.44 este o oglindă de curent perfecționată.

a) Calculați curentul de colector al tranzistorului T_1.

b) Determinați curentul de colector al tranzistorului T_2, considerînd tranzistoarele identice.

c) Estimați cu cît se modifică valoarea curentului de colector al tranzistorului T_2 dacă parametrul său I_s devine de 10 ori mai mare. Formulați o concluzie în privința predictibilității curentului dacă tranzistoarele nu sunt împerecheate.

d) Calculați cît este acum complianța de tensiune a sursei de curent.

e) Ce se întîmplă cu valoarea rezistenței dinamice a sursei de curent ? Indicație: potențialul bazei lui T_2 este menținut constant dar tensiunea bază - emitor nu mai este constantă; ați întîlnit o situație similară atunci cînd am discutat conexiunea cu bază comună.

Lucrare experimentală

Pregătirea experimentelor

Desenați-vă pe caiet circuitul din Fig. 4.45. pe care îl veți utiliza pentru trasarea caracteristicilor statice. Determinați sensurile curenților şi polaritățile necesare pentru aparatele de măsură. Realizați apoi circuitul.

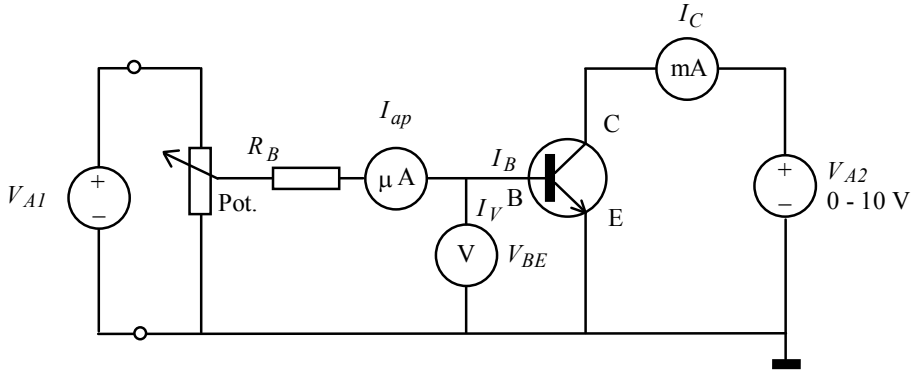


Fig. 4.45 Circuit pentru trasarea caracteristicilor statice.

Sursa V_{A2}, legată direct între colector şi emitor, va menține constantă tensiunea V_{CE} iar miliampermetrul va măsura valoarea curentului de colector. Sursa V_{A1} şi rezistența R_B vor asigura deschiderea joncțiunii bază-emitor. Curentul de bază poate fi reglat din valoarea acestei surse şi, mai fin, cu potențiometrul Pot. montat pe planşetă. Voltmetrul măsoară tensiunea tensiunea V_{BE} între bază şi emitor. Cunoscînd tensiunea de deschidere (tranzistorul este cu siliciu), stabiliți scala pe care va trebui utilizat voltmetrul şi notați aceasta pe schema desenată.

Pentru determinarea curentului de bază a fost intercalat un microampermetru. El nu măsoară însă curentul de bază ci suma dintre acesta şi curentul prin voltmetru

$$I_{ap} = I_B + \frac{V_{BE}}{R_V}; \qquad (3)$$

al doilea termen fiind semnificativ, **va trebui să faceți corecția necesară**. *Determinați rezistența voltmetrului, decuplînd baza tranzistorului (legînd microampermetrul numai la voltmetru) şi ajustînd sursa V_{A1} astfel încît tensiunea pe voltmetru să fie pe scala de 1V, acolo unde voltmetru va fi utilizat. Comparați valoarea aflată cu cea înscrisă pe aparat.*

Experimentul 1. Caracteristica de intrare

Caracteristica de intrare este dependența **curentului de bază în fncție de tensiunea bază-emitor**. Ea trebuie trasată menținînd constante anumite condiții de la portul de ieşire. Cum valoarea curentului de colector este controlată de la intrare, se menține constantă tensiunea colector-emitor, care este **parametrul** la care se trasează caracteristica. Modificînd valoarea parametrului, obținem **familia** de caracteristici de intrare.

Vom modifica valoarea curentului de bază între 0 şi 100 μA. Presupunînd că tranzistorul are un factor de amplificare de 100, estimați valorile curentului de colector şi alegeți o scală adecvată pentru miliampermetrul din colector. Stabiliți la 5 V tensiunea V_{CE} şi variați curentul de bază cu ajutorul potențiometrului, observînd deschiderea joncțiunii bază emitor şi faptul că ea controlează curentul de colector. Înainte să trasați caracteristica, determinați aproximativ **tensiunea de deschidere** şi factorul β. Pentru a trasa

caracteristica de intrare în scară liniară, determinați 10-12 puncte experimentale, pe cît posibil cu valori I_C echidistante. Măsurați, în acelaşi timp, şi valorile curentului de colector, trecînd datele într-un tabel de forma

V_{BE} (V)	I_{ap} (μA)	$I_V = V_{BE}/R_V$ (μA)	$I_B = I_{ap} - I_V$ (μA)	I_C (mA)	$\beta = I_C/I_B$
0	0	0	0	0	

Completați apoi tabelul, făcînd măsurători la valori mult mai mici ale curenților. Utilizați, pentru valorile curentului de colector, secvența 5 mA, 1 mA, 0.5 mA, 0.2 mA, 0.1 mA, 0.05 mA, 0.02 mA, 0.01 mA, 0.005 mA, 0.002 mA, 0.001 mA deoarece aceste valori **vor apărea practic echidistante pe scara logoritmică**.

Modificați acum tensiunea colector-emitor la valoarea 10 V şi trasați din nou caracteristica de intrare (numai măsurătorile pentru scară liniară).

Reprezentați, apoi, grafic, în coordonate liniare, **începînd de la** $V_{BE} = 0$, caracteristica $I_B = f(V_{BE})$ măsurată la $V_{CE} = 5$ V. Se comportă portul de intrare ca un rezistor ? Pentru mici variații în jurul unui punct de funcționare, putem introduce **rezistența dinamică** $r_{be} = \Delta V_{BE}/\Delta I_B$. Calculați valorile ei la curent de colector de 1 mA şi 10 mA.

Desenați pe acelaşi grafic şi caracteristica ridicată la $V_{CE} = 10$V. Cum depinde comportarea portului de intrare de tensiunea de la portul de ieşire ? Caracterizați cantitativ această dependență, alegîndu-vă o anumită valoare a curentului de bază (de exemplu $I_B = 50$ μA) şi măsurînd cu cît s-a modificat tensiunea bază-emitor la modificarea tensiunii colector emitor; estimați factorul $\Delta V_{BE}/\Delta V_{CE}$.

Experimentul 2. Caracteristicile de transfer

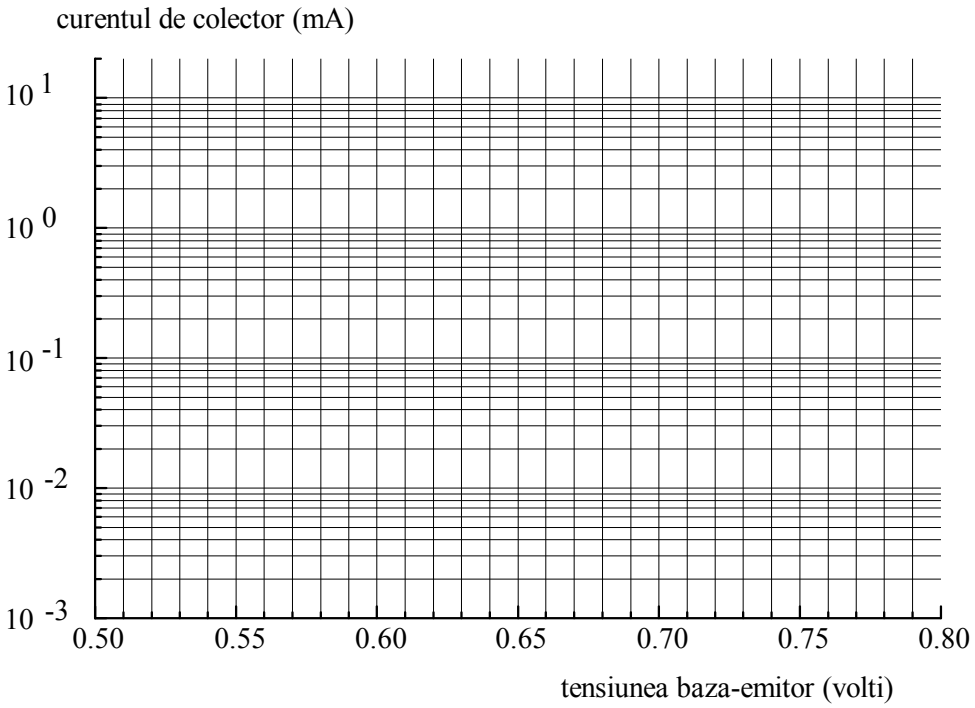
Începeți cu caracteristica $I_C = f(I_B)$. Aveți deja valori măsurate pentru trasarea acestei caracteristici. desenați-o şi verificați că ea este apropiată de o linie dreaptă. Este util în practică să cunoaştem cum se abate un tranzistor de la caracteristica ideală. Pentru aceasta, va trebui să calculați valorile factorului β şi să le reprezentați în funcție de curentul de colector $\beta = f(I_C)$, deoarece acest curent este cunoscut în aplicații. Utilizați o scară logaritmică pentru curentul de colector. Formulați o concluzie asupra dependenței factorului de amplificare în curent β.

Şi pentru dependența $I_C = f(V_{BE})$ aveți deja datele. Mai întîi reprezentați-o în coordonate liniare, cu tensiunea începînd de la zero. Răspundeți la întrebarea: este tranzistorul bipolar un element de circuit liniar ? Determinați **transconductanța** sa

$$g_m = \Delta I_C/\Delta V_{BE}\,.$$

la $I_C = 1$ mA şi $I_C = 10$ mA şi verificați că ea respectă relația $g_m = I_C/V_T$.

Ne aşteptăm ca dependența să fie descrisă de relația $I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$. Pentru a verifica aceasta, desenați din nou caracteristica, cu o scară logaritmică pentru curent. (atenție, pe axa logaritmică "etichetele" trebuie să arate valoarea curentului şi nu a logaritmului !); alegeți o scară liniară convenabilă pentru tensiune, chiar dacă nu începe de la zero. Ce formă are graficul şi ce concluzie puteți trage asupra dependenței $I_C = f(V_{BE})$? Determinați pe ce interval de variație a tensiunii bază-emitor curentul variază cu o decadă (multiplicare cu 10). Din această valoare, determinați valoarea lui V_T şi apoi, utilizînd un punct de pe grafic, calculați valoarea parametrului I_S.



Desenați pe același grafic și dependența curentului de bază (caracteristica de intrare). Are curentul de bază aceeași comportare ca cel de colector ?

Experimentul 3. Caracteristica de ieșire

Deconectați voltmetrul din baza tranzistorului și legați-l între colector și emitor. Fixați I_B la o anumită valoare (să zicem 10 μA) și micșorați gradual tensiunea V_{CE} de la 10 V pînă la 0 V, urmărind evoluția curentului de colector. Dacă valoarea curentului de bază are tendința să se modifice față de cea stabilită la început, reajustați-i valoarea cu ajutorul potențiometrului de pe planșetă.

Refaceți experimentul pentru alte cîteva valori ale curentului de bază (20 μA, 30 μA, 40 μA) și desenați aceste dependențe $I_C = f(V_{CE})\Big|_{I_B=const.}$ pe același grafic, obținînd o parte din familia de caracteristici de ieșire. Estimați din grafic, pentru fiecare din caracteristicile de ieșire, valoarea rezistențe dinamice în regiunea activă. Cum depinde ea de valoarea curentului de colector ? (desenați un grafic) Determinați, în final, valoarea **tensiunii Early**, fie din valoarea rezistenței dinamice, fie prin extrapolarea caracteristicilor.

Experimentul 4. Saturația tranzistorului în circuitele practice

Cînd am trasat caracteristica de ieșire am legat o sursă ideală de tensiune între colector și emitor, sursă care menținea tensiunea între aceste puncte la valoarea dorită de noi. Astfel, intrarea în saturație s-a făcut prin coborîrea tensiunii acestei surse, care continuată, **coboră la zero curentul de colector**. În circuitele practice în care tranzistorul este utilizat (și nu studiat), lucrurile stau cu totul altfel. Diferența esențială este că între sursa V_{A2} și colector se intercalează intercalează o rezistență R_C.

Stabiliți la 10 V tensiunea de alimentare V_{A2} și modificați circuitul, cuplînd o rezistență de colector de 10 kΩ . Calculați cît trebuie să fie valoarea curentului de colector la saturație. Măriți, apoi, valoarea curentului de bază și observați ce se întîmplă cu valoarea curentului de colector și cu tensiunea colector emitor.

După ce V_{CE} coboară sub 1 V, măsurați dependența acesteia în funcție de curentul de bază $V_{CE\,sat} = f(I_B)$; creşteți curentul de bază pînă la 100 μA.

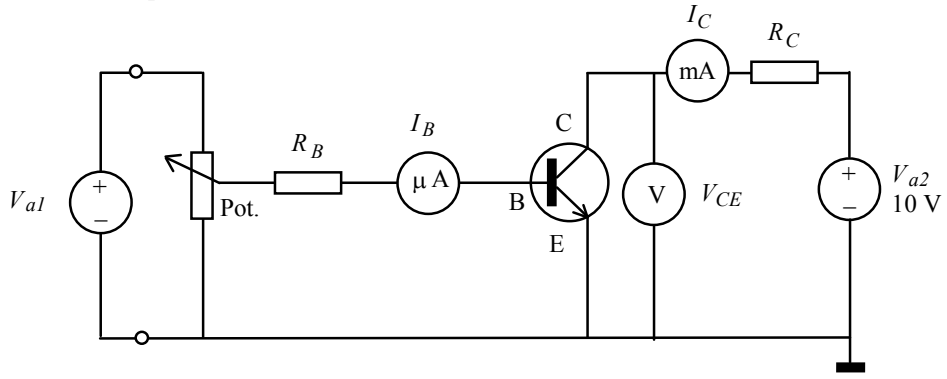
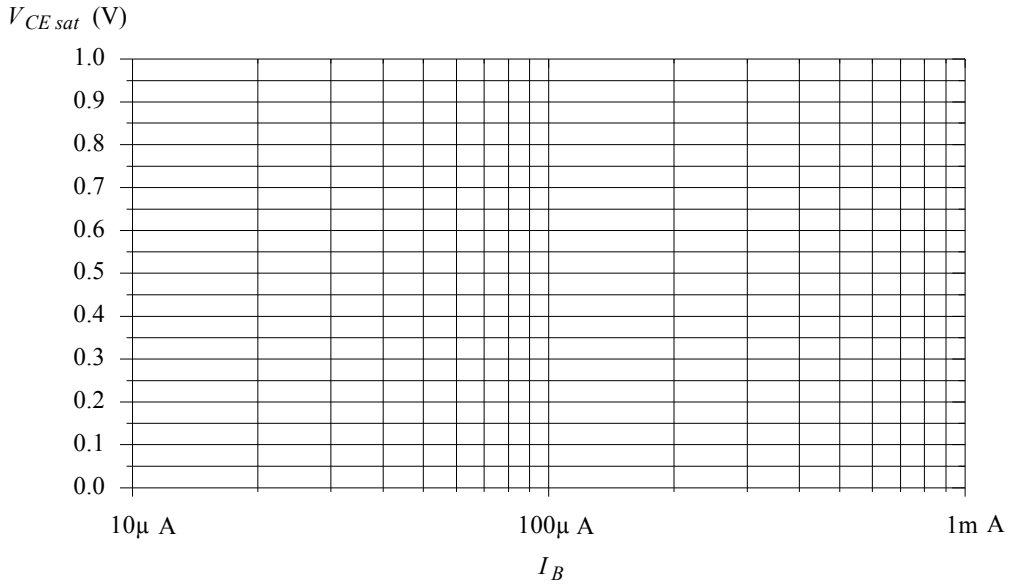


Fig. 4.46.

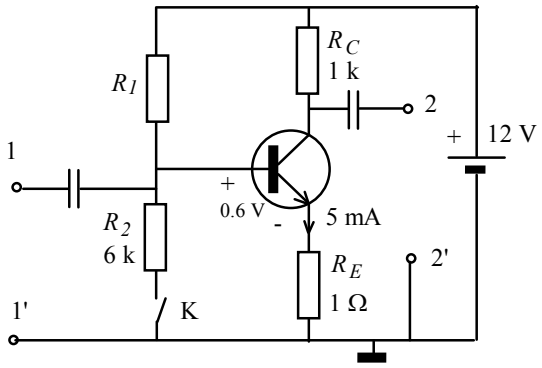
Schimbați apoi rezistența de colector cu una de 1 kΩ. Calculați curentul de colector la care se va satura acum tranzistorul şi refaceți măsurătorile $V_{CE\,sat} = f(I_B)$. De data aceasta măriți curentul de bază pînă la 1 mA. Desenați apoi, pe acelaşi grafic, ambele dependențe. Pentru curentul de bază alegeți o scară logaritmică iar pentru tensiunea colector emitor utilizați o scara liniară, între zero şi 1 V. Pe fiecare din curbe notați valoarea curentului de colector la care a fost trasată.



Pagini distractive

Am văzut, la sfîrşitul secţiunii 4.1, că, la instigarea unor autori "alternativi" [3], Ministerul Educaţiei Naţionale îi ordonă bietului tranzistor bipolar (Ordinul nr. 4055 din 26.06.200 prin care avizează manualul) **să aibă o joncţiune între colector şi emitor, să se satureze la valoarea maximă admisă în catalog pentru** I_C şi, cel mai dureros, **să intre în conducţie la un scurtcircuit între bază şi emitor.** Supliciul la care e supus acest dispozitiv onest nu se opreşte, însă, aici. Cum specialişti de calibrul autorilor se pare că se găsesc din belşug pe la noi, suntem delectaţi cu o bijuterie de problemă, propusă la Olimpiada naţională de fizică, 1998. Pentru că al treilea punct al problemei nu cere decît reproducerea unor cuvinte de prin manuale, ne vom referi numai la primele două.

"Într-un etaj de amplificare cu un tranzistor în montaj cu emitorul comun (vezi figura alăturată) este folosit un tranzistor n-p-n. Pentru polarizarea bazei tranzistorului se foloseşte un divizor compus din rezistoarele R_1 şi R_2. În lipsa semnalului electric de la bornele de intrare 1 - 1', pentru punctul static de funcţionare, situat pe porţiunea liniară a caracteristicii de curent $I_C = f(U_{CE})$, se consideră cunoscuţi parametrii electrici: $I_E = 5$ mA, $I_B = 10\ \mu$A, $U_{BE} = 0.6$ V, $R_2 = 6$ kΩ, $R_C = 1$ kΩ, $E = 12$ V, $r = 0$, $R_E = 1\ \Omega$".



Pentru a uşura discuţia, ne-am permis să trecem pe schema originală valorile unora dintre "parametrii electrici" (rezistenţele şi curentul de emitor). Să citim acum cerinţele problemei şi să le rezovăm cu ceea ce ştim noi despre tranzistoare.

"a) Ce valoare are tensiunea U_{CE} (între colectorul şi emitorul tranzistorului) dacă întrerupătorul K este închis şi ce valoare va avea curentul din bază cînd K este deschis, dacă U_{BE} şi I_E se menţin practic la aceleaşi valori."

Sunt, de fapt, două chestiuni. Tensiunea U_{CE} rezultă imediat după ce calculăm căderile de tensiune pe rezistorul din emitor ($5\ \text{mA} \cdot 1\ \Omega = 5$ mV) şi pe cel din colector $U_{R_C} = (5\ \text{mA} - 10\ \mu\text{A}) \cdot 1\ \text{k}\Omega = 4.99\ \text{V} \cong 5\ \text{V}$. Cum tensiunea de alimentare este de 12 V, între colector şi emitor mai rămîne să cadă $12\ \text{V} - 5\ \text{V} - 5\ \text{mV} = 6.995\ \text{V} \cong 7\ \text{V}$.

A doua chestiune se referă la situaţia în care contactul K se întrerupe (K deschis): ni se cere valoarea curentului din bază, dîndu-ni-se informaţia suplimentară că "U_{BE} şi I_E se menţin practic la aceleaşi valori". Ştim că tensiunea pe joncţiunea bază-emitor nu se va modifica semnificativ dar autorul problemei îi cere tranzistorului **să-şi menţină practic neschimbat curentul de emitor cînd contactul K se întrerupe !** Că doar de aia este el autor naţional de probleme.

Ce ar face totuşi un tranzistor umil, dacă ar fi lăsat în pace de autorul respectiv ? Observăm, mai întîi că nu ştim valoarea rezistenţei R_1; o putem calcula, deoarece cunoaştem curentul de bază şi potenţialul bazei. Prin R_2 curge la masă un curent de $0.605\ \text{V}/6\ \text{k}\Omega = 0.101$ mA, iar rezistenţa R_1 trebuie să furnizeze suplimentar şi curentul bazei, deci în total $0.101\ \text{mA} + 0.01\ \text{mA} = 0.111$ mA. Cum pe ea cade $12\ \text{V} - 0.605\ \text{V} = 11.4\ \text{V}$, ea are valoarea $11.4\ \text{V}/0.111\ \text{mA} = 103\ \text{k}\Omega$. Tot din datele problemei putem afla factorul β al tranzistorului, este $5\ \text{mA}/10\ \mu\text{A} + 1 = 501 \cong 500$. Acum avem tot ce ne trebuie. Tensiunea de alimentare cade pe R_1, pe joncţiunea bază-emitor şi pe rezistorul din emitor. Astfel, curentul de bază se obţine prin $(12\ \text{V} - 0.6\ \text{V})/(103\ \text{k}\Omega + 500 \cdot 1\ \Omega) = 0.11$ mA Cu un asemenea curent de bază, dacă tranzistorul ar mai rămîne în regiunea activă, curentul de colector ar trebui să fie de 55 mA. Dar rezistenţa din

---

3***, "Fizică", Manual pentru clasa a X-a, Ed. Teora Educaţional, Bucureşti, 2000.

colector, de 1 kΩ, nu permite curentului de colector să ajungă decît pe la 12 mA, unde **tranzistorul intră în saturație.** Cum rezistența din emitor este extrem de mică (numai Dumnezeu poate ști de ce a ales-o așa autorul, vom reveni în alt capitol asupra acestui lucru), în regim de saturație emitorul stă pe la 12 mV, potențialul bazei este pe la 0.612 mV şi curentul de bază este doar cu o miime mai mic decît cel calculat anterior.

În concluzie, cînd contactul K este întrerupt, **tranzistorul este saturat** la $I_C \cong 12$ mA iar curentul de bază este de 0.11 mA. **Curentul de emitor este, deci, de 12.1 mA**. Autorul problemei îşi încordează, însă, muşchii şi obligă tranzistorul să mențină curentul de emitor "practic" la aceeaşi valoare, adică la 5 mA.

Să ne ocupăm acum şi de chestiunea de la punctul următor.

"b) Se aplică un semnal electric de tensiune $u_i = U\sin(\omega t)$, $U << E$, la bornele de intrare 1 -1' ale etajului de amplificare (peste valoarea de regim static, se suprapune componenta de tensiune variabilă în timp). Se cere să se exprime dependența tensiunii de la bornele de ieşire 2 -2' în funcție de **valorile instantanee** ale curentului de colector i_C, cînd K este închis. Condensatoarele lasă semnalul variabil să treacă."

Ne minunăm un pic de faptul că, pentru a pune condiția de semnal mic, autorul problemei compară amplitudinea semnalului cu **tensiunea de alimentare.** Noi ştiam că numai 18 mV variație a tensiunii bază-emitor dublează curentul de colector şi duce tranzistorul aproape de saturație. 18 mV nu înseamnă semnal mic pentru acest amplificator, deşi este de peste 600 de ori mai puțin decît tensiunea de alimenatare. Nu merită să ne minunăm, totuşi, prea tare; față de menținerea constantă a lui I_E de la punctul precedent această este o şotie nevinovată. Ne mai întrebăm numai de ce e nevoie să ştim forma semnalului de intrare dacă dependența cerută trebuie exprimată în funcție "de valorile instantanee ale curentului de colector". Să răspundem, totuşi la întrebarea problemei. Considerînd variațiile de la regimul de repaus, întoteauna $\Delta V_C = -R_C \Delta I_C$; dacă variațiile sunt de frecvență suficient de mare, la ieşirea 2 -2' **tensiunea instantanee** va fi egală în orice moment cu abaterea instantanee a potențialului colectorului de la regimul de repaus $u_{2-2'} = -R_C \Delta I_C$. Aici $\Delta I_C = i_c$ este **abaterea instantanee a curentului de colector de la valoarea de repaus**. Dacă dorm să apară valoarea instantanee a curentului de colector i_C, va trebui să o punem sub forma $u_{2-2'} = -R_C\left[i_C(t) - I_{CQ}\right]$ unde I_{CQ} este curentul de colector în repaus.

Şi acum să încetăm comentariile şi să admirăm rezolvarea dată de autorii manualului:

Rezolvare. a) $I_2 = \dfrac{U_{BE} + R_E I_E}{R_2} \approx 10^{-4}$ A ; $I_1 = I_2 + I_B = 110\ \mu A$; $E = R_1 I_1 + R_2 I_2 \Rightarrow R_1 = 103{,}6\ k\Omega$; $I_C + I_B = I_E \Rightarrow I_C \approx 5$ mA; $U_{CE} = E - R_C I_C - R_E I_E \approx 7$ V. Tranzistorul este uşor în conducție deoarece $U_{R2} = U_{BE} + U_{RE} \approx U_{BE} = 0{,}66$ V. Dacă $R_2' \to \infty$ (echivalent cu K deschis), atunci $I'_1 = I'_B \Rightarrow E = R_1 I'_B + U_{BE} + R_E I_E$, de unde $I'_B \approx 11{,}4$ mA.

b) Considerăm două momente de timp, t_1 şi t_2, foarte apropiate, când la intrarea amplificatorului, între bornele 1 – 1', se aplică un semnal (peste valorile de regim static) pentru care sunt satisfăcute ecuațiile de regim dinamic:

$$\begin{cases} E = R_C(I_C + i_{C,1}) + u_{CE,1} + R_E(I_E + i_{E,1}) \\ E = R_C(I_C + i_{C,2}) + u_{CE,2} + R_E(I_E + i_{E,2}) \end{cases}$$

Deoarece curenții de emitor şi curenții de colector sunt de același ordin de mărime:

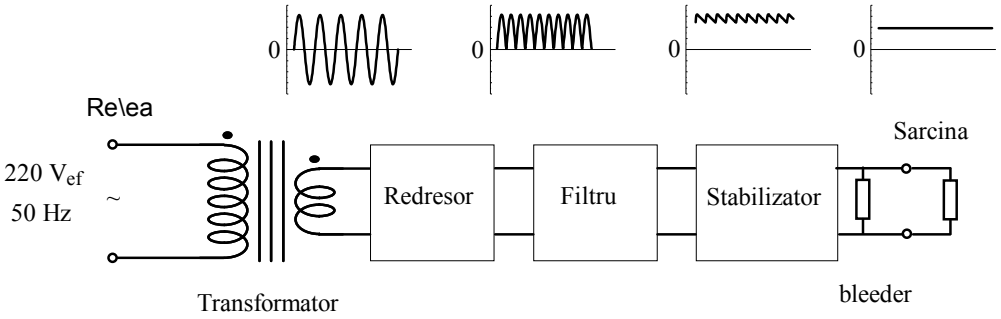
$$\alpha = \frac{i_{C2} - i_{C1}}{i_{E2} - i_{E1}} \approx 0{,}9;\ i_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} i_B = \beta i_B \Rightarrow \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$ şi $R_E \ll R_C$; ultimul termen din cele două ecuații ale sistemului se poate neglija față de ceilalți termeni sau se reduce dacă scădem cele două ecuații membru cu membru. Obținem: $R_C \Delta i_C \approx -\Delta u_{CE} \Rightarrow u_{22'ies} = -R_C i_C$.

Tranzistorul este "uşor în conducție" şi nu se saturează la întreruperea lui K pentru că, după știința autorilor manualului, aceasta are loc la valoarea maximă admisă a lui I_C. Pentru calculul tensiunii de ieşire sunt scrise o mulțime de relații complet inutile. Un lucru extraordinar ne luminează spre sfîrşit: autorii au aflat că intensitațile curenților de emitor şi de colector sunt "de acelaşi ordin de mărirme".

CAPITOLUL

5

Redresarea şi stabilizarea



A. Structura unui alimentator electronic 144
B. Redresorul monoalternanță 144
C. Filtrul capacitiv 145
D. Redresorul dublă alternanță 148
E. Stabilizatorul de tensiune cu diodă Zener 150
Probleme rezolvate 155, probleme propuse 158
Lucrare experimentală 160

A. Structura unui alimentator electronic

Producerea şi distribuţia energiei electrice se face cu o tensiune care evoluează sinusoidal în timp, avînd media zero; frecvenţa este de 50 de Hz în Europa şi de 60 Hz în America de Nord. Alegerea acestei forme este legată de comoditatea producerii dar, mai ales, de posibilitatea utilizării transformatoarelor pentru modificarea valorilor tensiunii şi a curentului. Totuşi, aparatura electronică are nevoie de energie electrică furnizată sub forma unei tensiuni continue, care nu-şi schimbă polaritatea şi care rămîne practic constantă în timp. Aceasta este produsă de un **alimentator**, a cărui structură generală este prezentată în Fig. 5.1.

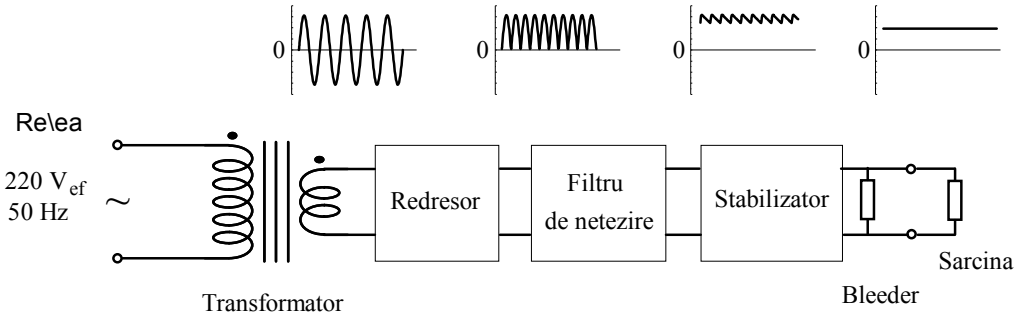


Fig. 5.1. Schema bloc a unui alimentator.

Transformatorul modifică amplitudinea tensiunii sinusoidale (de la valoarea de 311 V corespunzînd tensiunii efective de 220 V în Europa) la valoarea convenabilă aparatului care trebuie alimentat. Urmează apoi redresorul, care determină ca tensiunea (şi curentul) de la ieşirea sa să fie monopolare (să nu-şi schimbe sensul în timp). Forma de undă redresată are o medie nenulă dar prezintă o **ondulaţie** inacceptabil de mare **(riplu**, în jargonul electroniştilor, de la englezescul ripple). Urmează apoi un **filtru de netezire** care micşorează această ondulaţie. Dacă precizia cu care tensiunea de alimentare trebuie să rămînă constantă în timp este mare, după filtru se intercalează un stabilizator de tensiune care micşorează substanţial efectele asupra tensiunii de ieşire produse atît de variaţiile tensiunii nestabilizate de la intrarea sa cît şi de modificările curentului absorbit de sarcină.

În situaţia cînd întreruperea alimentării s-ar face cu alimentatorul în gol (absenţa sarcinii) condensatoarele de filtrare ar rămîne încărcate pentru mult timp şi ar reprezenta un inconvenient, mai ales dacă alimentatorul este reglabil şi este repornit la o tensiune mai mică. Din acest motiv, este bine să montăm permanent la bornele sale o rezistenţă de valoare mare, cunoscută în jargon ca "**bleeder**", care la deconectare să coboare la zero tensiunea de ieşire într-un timp rezonabil, de ordinul secundelor.

B. Redresorul monoalternanţă

Prin redresare (**rectification** în limba engleză), o tensiune alternativă, care trece atît prin valori pozitive cît şi prin valori negative, este convertită într-una care are valori de o singură polaritate.

În consecinţă, dacă tensiunea redresată este aplicată unui consumator (sarcină), **curentul va circula într-un singur sens**.

Principiul redresării constă în comutarea căii de curgere a curentului astfel încît, deşi la intrare el circulă în ambele sensuri, trecerea sa prin sarcină să se facă într-un singur sens. Din acest motiv, **comutarea trebuie să se facă sincron cu schimbarea sensului curentului alternativ de la intrare**. Acest lucru se

realizează la generatoarele magnetoelectrice de curent continuu printr-un comutator mecanic care se învîrte odată cu axul generatorului.

Existența diodelor semiconductoare a făcut posibilă construirea unor redresoare statice (fără piese mecanice în mişcare) care să poată fi conectate oriunde în circuitul de curent alternativ. Conducînd numai într-un singur sens, dioda sesizează automat momentul schimbării sensului tensiunii alternative şi, în acelaşi timp, comută calea de curent, blocîndu-se sau intrînd în conducție. Cel mai simplu redresor este cel **monoalternanță**, prezentat în Fig. 5.2.

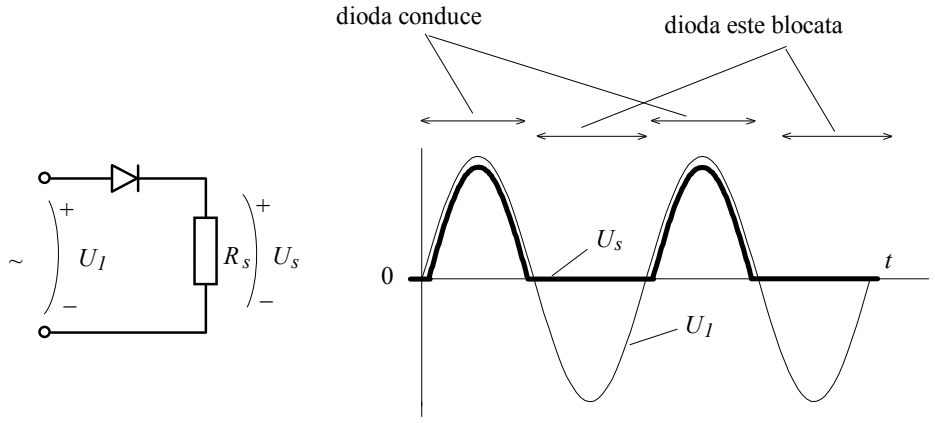


Fig. 5.2. Redresorul monoalternață.

Tensiunea alternativă U_1 este desenată cu linie subțire iar tensiunea redresată cu linie groasă. Atîta timp cît tensiunea la bornele secundarului este negativă, dioda este invers polarizată şi este blocată; curentul prin ea este nul şi, conform legii lui Ohm, nulă este şi tensiunea pe rezistența de sarcină. Pentru semialternanța pozitivă, dioda este polarizată direct şi intră în conducție. Dacă neglijăm, în primă aproximație, căderea de tensiune pe diodă (cu valoarea sub 1 V), întreaga tensiune de la bornele secundarului (cu valori uzuale de zeci de volti) se regăseşte la bornele rezistenței de sarcină, ca şi cum aceasta ar fi legată direct la bornele secundarului.

În concluzie, rezistența de sarcina este conectată la tensiunea alternativă numai pe parcursul semialternanțelor pozitive; în timpul semialternanțelor negative ea este lăsată, pur şi simplu, în gol.

C. Filtrul capacitiv

Deşi are o singură polaritate, tensiunea produsă de redresor nu poate fi utilizată direct la alimentarea unui aparat electronic deoarece ea suferă variații importante în timp; mai mult, curentul prin sarcină este zero jumătate din timp. Trebuie să găsim o soluție ca furnizarea curentului prin rezistența de sarcină să se facă mult mai uniform; aceasta revine la înmagazinarea sarcinilor electrice pe intervalul de timp cît dioda conduce şi utilizarea acestei rezerve pe durata cît dioda este blocată. Dispozitivul care poate înmagazina sarcină electrică este **condensatorul** şi cu el se construieşte filtrul de netezire, ca în Fig. 5.3.

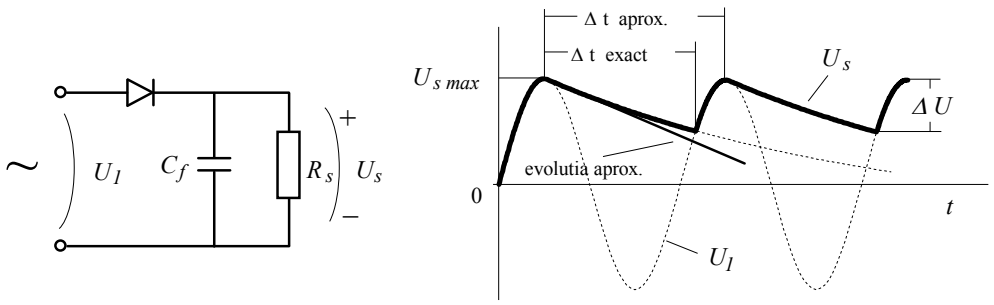


Fig. 5.3. Redresor monoalternanță cu filtru capacitiv.

Să considerăm că, la trecerea prin zero a sinusoidei, condensatorul este inițial descărcat. Pe semialternanța pozitivă dioda intră în conducție şi furnizează, pe lîngă curentul prin sarcină (determinat de legea lui Ohm), un curent de încărcare a condensatorului, aşa cum se vede în Fig. 5.4 a). Rezistența internă a secundarului este suficient de mică astfel încît încărcarea este practic instantanee şi tensiunea pe condensator urmăreşte tensiunea de la bornele secundarului, atingînd o valoare maximă egală cu amplitudinea tensiunii sinusoidale a secundarului minus valoarea tensiunii U_{FD} care cade pe dioda în conducție (mai mare, în general, decît 0.6 V, datorită curenților mari)

$$U_{s\,max} = U_{1\,ef} \cdot \sqrt{2} - U_{FD} \qquad (5.1)$$

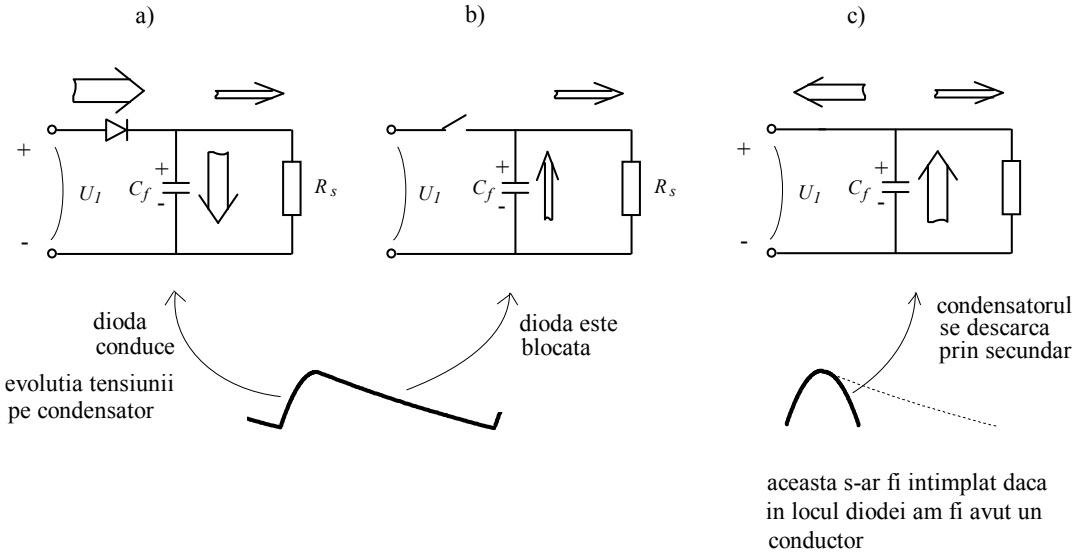


Fig. 5.4. Încărcarea şi descărcarea condensatorului de filtrare.

Din acest moment, tensiunea la bornele secundarului începe să scadă. Dacă în locul diodei am fi avut un simplu fir conductor, ca în Fig. 5.4 c), condensatorul ar fi început să se descarce prin secundar, tensiunea sa urmînd în continuare sinusoida, care acum este descendentă. Dioda însă nu permite trecerea curentului în acest sens şi ea se blochează imediat ce sinusoida a atins valoarea maximă, **izolînd secundarul de restul circuitului** aşa cum se vede în desenul b) al figurii. Condensatorul rămîne să se descarce numai prin rezistența

de sarcină; aşa cum ştiţi, evoluţia tensiunii este exponenţială, cu o constantă de timp egală cu produsul $R_s C_f$. Pentru valori mari ale acestei constante de timp ($R_s C_f >>$ perioada retelei), tensiunea, scăzînd încet, este aproximativ constantă şi, confom legii lui Ohm, curentul de descărcare este şi el aproximativ constant $I_s \cong \text{const.} = I_0$. În cazul în care după redresor este montat un stabilizator, aşa cum vom vedea, tensiunea pe sarcină este menţinută practic constantă (variaţii sub 0.01 %) şi curentul de descărcare este într-adevăr constant.

Cum pe condensator viteza de variaţie a tensiunii $dU/dt = I_0/C$ este practic constantă, evoluţia tensiunii se face aproximativ după o linie dreaptă. Condensatorul nu se descarcă complet pînă la începerea noii semialternanţe pozitive, aşa că dioda nu se mai deschide începînd chiar din acest moment, ci abia cînd tensiunea secundarului, crescînd sinusoidal, devine mai mare decît tensiunea pe condensator, care scădea. După deschidere, dioda conduce din nou pînă în momentul cînd sinusoida ajunge la valoarea maximă, asigurînd condensatorului o nouă rezervă de sarcină electrică. Din acest moment dioda se blochează şi procesul se repetă periodic. Pentru ca ondulaţia să fie vizibilă, cazul reprezentat în Fig. 5.3 este acela al unei filtrări extrem de modeste. În aplicaţiile practice

majoritatea timpului rezistenţa de sarcină primeşte curent de la condensator şi nu de la diodă.

Astfel, putem considera, pentru o filtrare bună, că durata Δt a descărcării condensatorului este aproximativ egală cu perioada reţelei de alimentare $\Delta t \cong T = 20$ ms. Din acest motiv, adîncimea ondulaţiei rezultă simplu

$$\boxed{\Delta U \cong \frac{I_0 T}{C_f}}, \tag{5.2}$$

relaţie utilizată în proiectarea redresoarelor.

De multe ori este nevoie să caracterizăm efectul filtrării printr-un factor adimensional, astfel încît să nu mai conteze mărimea tensiunii obţinute. Se introduce, astfel, **factorul de ondulaţie**, ca fiind raportul dintre **amplitudinea** $\Delta U/2$ a ondulaţiei şi mărimea medie a tensiunii

$$\boxed{\gamma = \frac{\Delta U}{2}\frac{1}{U_{med}}}. \tag{5.3}$$

În cazul nostru, înlocuind valoarea medie a tensiunii de pe sarcină cu $I_0 R_s$, obţinem expresia factorului de ondulaţie ca

$$\boxed{\gamma_{mono} \cong \frac{T}{2R_s C_f}}. \tag{5.4}$$

Trebuie subliniat că această aproximaţie este valabilă pentru filtrări bune, adică la valori $\gamma << 1$.

Dacă, dintr-un motiv sau altul, ondulaţia creşte, aceasta provoacă o scădere a tensiunii medii. Analizînd desenul din Fig. 5.3, se constată că

$$U_{med} = U_{s\,max} - \Delta U/2 \quad . \tag{5.5}$$

Am considerat, pentru simplitate, că sarcina redresorului este un rezistor. În realitate nu se întîmplă aproape niciodată aşa, pentru că rezistoarele pot fi încălzite şi în curent alternativ şi, deci, nu au nevoie neapărat de tensine continuă. Sarcina este, în general, un circuit complex, care nu respectă legea lui Ohm şi care are nevoie de o tensiune constantă dar necesită un curent care nu este constant în timp. Ce se întîmplă dacă intensitatea curentului prin sarcină suferă o variaţie foarte rapidă ? Panta cu care coboară tensiunea pe condensator se schimbă brusc dar rămîne în continuare suficient de mică pentru ca tensiunea la bornele sarcinii să nu varieze semnificativ. Curentul suplimentar este furnizat instantaneu de imensa rezervă de sarcină de pe condensator.

În realitate, însă, condensatoarele de valori foarte mari (mii şi zeci de mii de μF) utilizate la filtrare sunt condensatoare electrolitice cu aluminiu şi sunt realizate prin înfăşurarea unui sandwich metal-izolator-metal. Din acest motiv, ele prezintă o inductanţă semnificativă, care se comportă ca un "şoc" pentru variaţiile bruşte de curent. Din acest motiv, condensatorul nu poate furniza rapid vîrfurile de curent cerute de sarcină şi, în consecinţă, în aceste momente tensiunea pe sarcină coboară brusc.

Rezolvarea constă în montarea, în paralel cu condensatorul de valoare foarte mare, a unui condensator de valoare mică, dar cu inductanţă neglijabilă (Fig. 5.5). Acesta poate fi unul electrolitic cu tantal (disponibil de valori de cîţiva μF) sau unul ceramic (valori de 0.1 μF). Acum vîrfurile scurte de curent sunt suplinite de condensatorul de valoare mică (dar care răspunde rapid) iar variaţiile lente sunt suplinite de condensatorul de valoare mare care are o rezervă de sarcină mult mai mare. Cînd firele între alimentator şi circuitul care trebuie alimentat sunt lungi, pentru a elimina efectul inductanţei lor, un alt condensator rapid trebuie montat chiar pe circuitul alimentat.

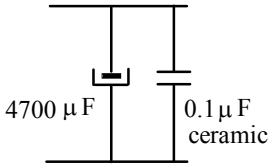


Fig. 5.5.

D. Redresorul dublă alternanţă

În circuitul descris anterior, încărcarea condensatorului se făcea o singură dată într-o perioadă, în timpul semialternaţei pozitive. Datorită preţului scăzut al diodelor,

azi se foloseşte aproape exclusiv redresarea dublă alternanţă care oferă, în aceleaşi condiţii, un riplu redus la jumătate.

O astfel de schemă, care utilizează o **punte de diode**, este prezentată în Fig. 5.6. În timpul semialternanţei pozitive conduc diodele D_2 şi D_4, pe cînd în timpul semialternanţei negative intră în conducţie diodele D_1 şi D_3. Rezultatul este acela că prin rezistenţa de sarcină sensul curentului rămîne neschimbat.

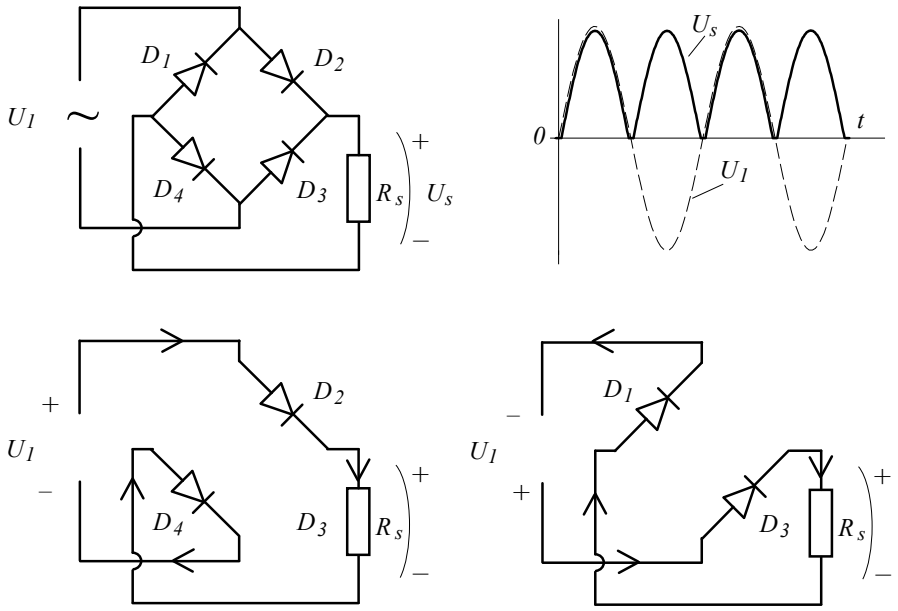


Fig. 5.6. Redresorul dublă alternanță.

Dacă aplicăm şi filtrarea, forma de undă a tensiunii de pe sarcină arată ca în Fig. 5.7, unde am desenat cu linie întreruptă evoluția tensiunii redresate în absența filtrării. Tensiunea maximă este egală cu amplitudinea tensiunii sinusoidale, din care trebuie scăzute căderile de tensiune pe cele două diode în conducție

$$U_{s\,max} = U_{1\,ef} \cdot \sqrt{2} - 2 \cdot U_{FD} \,. \qquad (5.6)$$

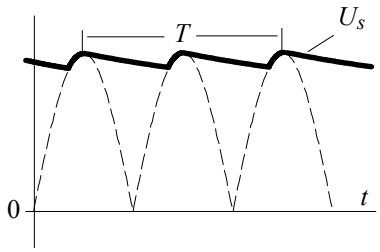


Fig. 5.7. Tensiunea de ieşire a unui redresor dublă alternanță, după filtrare.

De data aceasta, condensatorul se descarcă un timp egal practic cu jumătate din durata perioadei sinusoidei de la intrare, de două ori mai scurt decît la redresarea monoalternanță. Din acest motiv, pentru acelaşi produs $R_s C_f$, adîncimea ondulației şi, corespunzător, factorul de ondulație au valori de două ori mai mici decît în cazul filtrării monoalternanță

$$\gamma_{dubla\ alt.} \cong \frac{T}{4 R_s C_f} \,. \qquad (5.7)$$

cu $T = 20$ ms, perioada rețelei de alimentare. Pentru un curent de ieşire I_0 adîncimea riplului este

$$\Delta U \cong \frac{I_0 T}{2 C_f} \,. \qquad (5.8)$$

Să vedem de ce condensatoare avem nevoie pentru un curent de 1 A şi un riplu rezonabil, de 1 V. Cum perioada reţelei în Europa este de 20 mS, obţinem o valoare $C_f \cong \frac{I_0 T}{2\Delta U} = \frac{1\text{A} \cdot 20\text{mS}}{2\text{V}} = 10 \text{ mF} = 10\ 000 \mu\text{F}$, adică o valoare destul de mare. Dacă dorim curenţi mai mari, valoarea necesară creşte proporţional cu valoarea curentului. Condensatoarele electrolitice cu aluminiu ajung pînă pe la 68 000 μF, dar cele care suportă tensiuni şi curenţi mari sunt voluminoase şi scumpe. Scăderea riplului de un număr de ori se poate realiza cu preţul creşterii capacităţii de filtraj de acelaşi număr de ori. E bine, deci, să nu ne încăpăţînăm să obţinem un riplu prea mic, mai ales că acesta poate fi redus ulterior de mii de ori, **mult mai comod şi ieftin**, prin stabilizare. Un riplu de 1-2 V este, din aceste motive, o alegere bună.

Merită subliniat că la redresarea dublă alternanţă, ondulaţia are frecvenţa de 100 Hz şi nu de 50 Hz ca la redresarea monoalternanţă. Prezenţa unui riplu de 50 Hz la un redresor dublă alternanţă este semnul sigur că una sau două diode din punte sunt întrerupte şi el funcţionează ca unul monoalternanţă.

E. Stabilizatorul de tensiune cu diodă Zenner

Aşa cum am văzut, tensiunea medie după redresare şi filtrare depinde de amplitudinea tensiunii sinusoidale de la bornele secundarului transformatorului care, la rîndul ei, este proporţională cu amplitudinea tensiunii de la reţea. Or, aceasta nu este riguros constantă, datorită mărimii variabile a curentului absorbit de consumatori. În plus, chiar după filtrare, tensiunea produsă mai are o componentă variabilă, numită ondulaţie, cu frecvenţa de 50 Hz sau 100 Hz (după tipul redresării).

Stabilizatorul (**voltage regulator** în limba engleză**)** are rolul de a micşora aceste variaţii, forma tensiunii la ieşirea sa apropiindu-se foarte mult de o funcţie constantă. Acest efect este măsurat prin **factorul de stabilizare** S_U**,** definit ca raportul variaţiilor tensiunii la intrarea şi respectiv, ieşirea sa

$$\boxed{S_U = \frac{\Delta U_{nestab}}{\Delta U_{stab}}}. \qquad (5.9)$$

Cu cît acest factor are valori mai mari, cu atît stabilizatorul este mai eficient.

O altă cauză a variaţiei tensiunii produse de alimentator este modificarea în timp a curentului prin sarcină. Această variaţie a tensiunii poate fi exprimată ca $\Delta U_s = -R_0 \Delta I_s$ unde R_0 este rezistenţa sa echivalentă Thevenin. După cum am arătat, tensiunea medie după filtrare este $U_{med} \cong U_{smax} - \Delta U/2$, deci scade la creşterea ondulaţiei.

Scăderea tensiunii produse atunci cînd sarcina absoarbe mai mult curent se datorează şi rezistenţei ecundarului transformatorului dar, în principal, măririi ondulaţiei, care este proporţională cu valoarea curentului

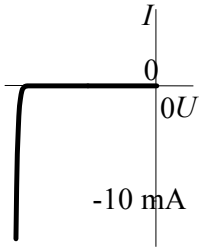


Fig. 5.8. Caracteristica inversă a unei diode Zener.

Astfel, în absenţa stabilizatorului, alimentatorul ar avea o rezistenţă internă inacceptabil de mare.

Aşa cum se vede în Fig. 5.8, diodele Zener prezintă la polarizare inversă o regiune pe caracteristica statică unde tensiunea pe diodă rămîne practic constantă la variaţii importante ale curentului. Aici, rezistenţa

dinamică $r_Z = dU/dI$ are valori de ordinul 5-10 Ω. Utilizînd această proprietate, se pot realiza stabilizatoare de tensiune, avînd schema din Fig. 5.9 a).

Pentru ca dioda Zener să stabilizeze tensiunea, curentul prin ea nu trebuie să scadă nici un moment sub valoarea de 10 mA.

Pentru variaţiile tensiunii de intrare, aşa cum se vede în desenul b) al figurii, circuitul se comportă ca un divizor format din rezisorul R şi rezistenţa **dinamică** r_Z a diodei Zener (rezistenţa de sarcina are valori mult mai mari decît r_Z). Pentru a obţine un factor bun de stabilizare rezistenţa de "balast" R trebuie să fie mult mai mare decît rezistenţa dinamică a diodei Zener: $R >> r_Z$.

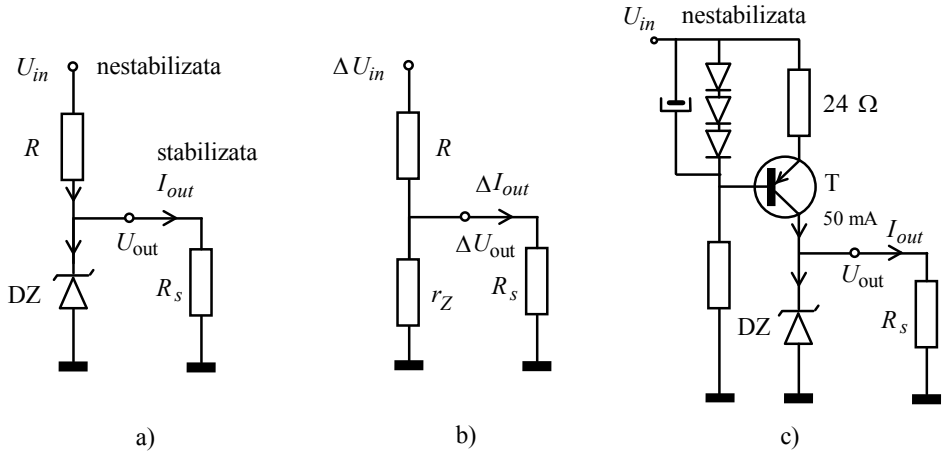


Fig. 5.9. Stabilizator cu diodă Zener (a), schema sa echivalentă pentru variaţii (b) şi varianta perfecţionată, cu sursă de curent (c).

În această aproximaţie, obţinem factorul de stabilizare în tensiune ca

$$S_U \cong \frac{R + r_Z}{r_Z} \cong \frac{R}{r_Z} \tag{5.10}$$

Pe de altă parte, pentru a beneficia de rezistenţa dinamică mică a diodei, trebuie să trimitem prin ea un curent de cel puţin 10 mA, astfel că rezistenţa R va fi parcursă de $I_S + 10$ mA şi va trebui să pierdem o tensiune cel puţin egală cu $10\ \text{mA} \cdot R$. În consecinţă, nu putem obţine un factor de stabilizare prea mare. Dacă tensiunea pierdută este de 5 V, $R = 500\ \Omega$ şi S_U este pe undeva între 50 şi 100.

Mărirea acestui factor, **fără sacrificarea unei tensiuni mai mari,** se poate face dacă înlocuim rezistorul R cu o sursă de curent, ca în Fig. 5.9 c). Deşi tensiunea pierdută va fi aceeaşi, rezistenţa dinamică (la variaţii) prezentată de acest dispozitiv va fi mult mai mare; cu un simplu tranzistor bipolar putem obţine rezistenţe echivalente de ordinul MΩ, crescînd astfel de 1000 de ori factorul de stabilizare.

Privită dinspre rezistenţa de sarcină (Fig. 5.9 b), rezistenţa de ieşire R_0 a stabilizatorului este rezistenţa echivalentă a divizorului

$$R_0 \cong \frac{R r_Z}{R + r_Z} \cong r_Z \tag{5.11}$$

şi este, deci, de ordinul a 5-10 Ω.

O micşorare semnificativă a acestei rezistenţe se poate obţine dacă circuitului i se adaugă un tranzistor, ca în Fig. 5.10. Sarcina este acum legată în emitorul tranzistorului, unde potenţialul este cu 0.6 V mai coborît decît potenţialul bazei. Astfel,

variaţiile tensiunii pe sarcină sunt egale cu cele ale tensiunii de pe dioda stabilizatoare, factorul de stabilizare rămînînd acelaşi.

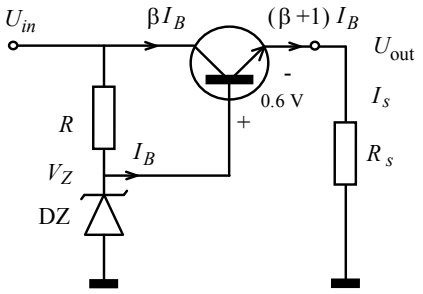


Fig. 5.10. Stabilizator cu diodă Zener şi tranzistor.

Aşa cum se vede în figură, numai $1/(\beta+1) < 1/100$ din curentul prin sarcină este absorbit din anodul diodei Zener (β fiind factorul de amplificare al tranzistorului). Putem scrie, deci, rezistenţa de ieşire a stabilizatorului perfecţionat ca

$$R_0 = \frac{-\Delta U_s}{\Delta I_s} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{-\Delta V_B}{\Delta I_B}; \tag{5.12}$$

dar fracţia din dreapta este chiar rezistenţa de ieşire a stabiliaztorului fără tranzistor, care era practic rezistenţa dinamică a diodei Zener. În concluzie,

$$R_0 = \frac{r_Z}{\beta}. \tag{5.13}$$

Astfel,

tranzistorul reduce de β ori rezistenţa de ieşire a stabilizatorului

care ajunge, în acest mod, la valori sub 0.1 Ω.

Performanţe mult mai bune sînt oferite de **stabilizatoarele integrate**, disponibile odată cu apariţia tehnologiei circuitelor integrate; în Fig. 5.11 sunt reprezentate două astfel de stabilizatoare, de +12 V şi -12V, cu un curent maxim de 1 A. Creşterea factorului de stabilizare este realizată prin înlocuirea rezistorului de balast cu o sursă de curent. De asemenea, utilizarea reacţiei negative face posibilă atingerea unor valori infime pentru rezistenţa de ieşire. Chiar măsurată cu un voltmetru digital, tensiunea de ieşire apare a fi constantă, stabilizatorul apropiindu-se foarte mult de sursa ideală de tensiune.

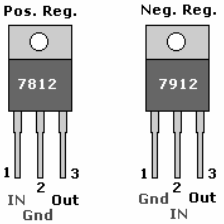


Fig. 5.11. Stabilizatoare de tensiune integrate.

O categorie specială de stabilizatoare o constituie **referinţele de tensiune**. Ele nu sînt destinate alimentării unor circuite ci producerii unei tensiuni electrice extrem de constante, necesare în operaţii de comparaţie cu alte tensiuni. Principala calitate a unei referinţe de tensiune

este deriva ei cu temperatura. Cele mai bune performanțe sunt de ordinul a cîțiva ppm/^{o}C (1 ppm înseamnă o parte la un milion, adică 10^{-6}).

Enunțuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memorați)

-Schema bloc a unui alimentator electronic, care preia energia de la rețeaua de curent alternativ şi o furnizează apoi la o tensiune continuă, conține transformatorul, redresorul, filtrul de netezire, stabilizatorul şi rezistența de descărcare (bleeder).

- Transformatorul furnizează în secundar o tensiune alternativă de valoare convenabilă; această valoare este determinată de tensiunea din primar şi valoarea raportului de transformare.

- Redresorul converteşte tensiunea alternativă (care îşi schimbă periodic polaritatea) într-o tensiune continuă, cu o singură polaritate. Valoarea acesteia nu este însă constantă în timp, evoluînd periodic între zero şi valoarea de vîrf.

- La redresarea monoalternanță, energia este primită numai în decursul unui anumit tip de semialternanțe (fie numai pozitive, fie numai pozitive); în timpul celorlalte semialternanțe, secundarul este izolat fața de consumator (sarcină).

- Introducerea unui filtru capacitiv face ca tensiunea pe sarcină să nu mai coboare la zero, avînd variații mult mai mici; acest lucru se obține prin încărcarea periodică a condensatorului de la transformator prin pulsuri de curent scurte şi intense şi descărcarea sa, în restul timpului, prin sarcină. Practic, majoritatea timpului sarcina primeşte curent de la condensator.

- Ondulația (riplul) este proporțională cu perioada rețelei, cu intensitatea curentului prin sarcină şi invers proporțională cu capacitatea condensatorului.

- Pentru a măsura gradul de netezire indiferent de mărimea tensiunii, se defineşte factorul de ondulație prin raportul între amplitudinea ondulației (jumătate din valoarea vîrf la vîrf) şi valoarea medie a tensiunii.

- La redresarea dublă alternanță (folosită aproape exclusiv azi) condensatorul se încarcă pe fiecare semialternanță, timpul de descărcare fiind jumătate din cel de la redresarea monoalternanță iar riplul de două ori mai mic.

- Cu redresarea dublă alternanță, pentru a obține un riplu de 1 V_{VV} la un curent de 1 A avem nevoie de un condensator de 10 000 μF ; capacitatea necesară variază proprțional cu intensitatea curentului şi invers proporțional cu mărimea riplului.

- Stabilizatorul micşorează variațiile tensiunii de ieşire, atît cele produse de variația tensiunii de intrare, cît şi cele produse de variația curentului prin sarcină. Performanțele sale sunt caracterizate de factorul de stabilizare, care trebuie să fie mare, şi de rezistența de ieşire, care trebuie să fie cît mai mică.

- La un stabiliator cu diodă Zener, factorul de stabilizare este egal cu raportul dintre rezistența de balast şi r_Z (rezistența dinamică a diodei Zener) iar rezistența de ieşire este egală cu r_Z.

- Pentru ca stabilizatorul să funcționeze trebuie ca valoarea curentului prin dioda Zener să nu coboare nici un moment sub 10 mA (altfel rezistența r_Z creşte mult).

- Rezistența de ieşire poate fi micşorată prin cuplarea unui tranzistor la ieşire; în plus, dacă rămînem la aceeaşi valoare a curentului prin sarcină, putem mări rezistența de balast şi, în consecință, factorul de stabilizare.

- O cale suplimentară de mărire a factorului de stabilizare este înlocuirea rezistenței de balast cu o sursă de curent.

-Toate aceste performanțe pot fi atinse mult mai comod şi ieftin prin cumpărarea unui stabilizator integrat.

Termeni noi

-schemă bloc desen în care se reprezintă structura unui sistem complex prin simboluri (de obicei dreptunghiuri) ce desemnează blocuri cu funcţii diferite şi linii care urmăresc transmiterea informaţiei sau energiei de la un bloc la altul;

-transformator dispozitiv electromagnetic, utilizat în cele mai multe cazuri pentru convertirea unei tensiuni alternative (sinusoidale) într-a altă tensiune de acelaşi tip, dar cu amplitudine diferită;

-primar înfăşurarea transformatorului la care se aplică sursa se tensiune externă;

-secundar înfăşurarea transformatorului unde se obţine tensiunea "transformată";

-redresare convertirea unei tensiuni alternative (care îşi schimbă periodic polaritatea) într-o tensiune cu o singură polaritate care evoluează periodic;

- filtrare prelucrarea unui semnal în urma căreia componentele de anumite frecvenţe sunt favorizate iar altele atenuate.

- filtru de netezire filtru care transmite componenta continuă (de frecvenţă nulă) şi atenuează variaţiile;

-ondulaţie (riplu) variaţia periodică a unei tensiuni, rămasă după acţiunea filtrului de netezire;

-factor de ondulaţie mărime adimensională care caracterizează eficienţa filtrării tensiunii redresate; se defineşte prin raportul dintre amplitudinea ondulaţiei şi valoarea medie a tensiunii;

- stabilizator de tensiune circuit care micşorează variaţiile tensiunii, atît cele provocate de modificările tensiunii de intrare cît şi pe cele cauzate de variaţia curentului prin sarcină;

Probleme rezolvate

Problema 1. Să se proiecteze un alimentator nestabilizat care să producă la ieşire o tensiune V_{out} de minimum 12 V cu un riplu de cel mult 2 V vîrf la vîrf şi să debiteze un curent I_{out} de pînă la 1 A. Vor trebui alese capacitatea de filtraj, tensiunea efectivă în secundarul transformatorului, rezistența bleeder-ului, siguranțele conectate în primarul şi secundarul transformatorului precum şi raportul de transformare.

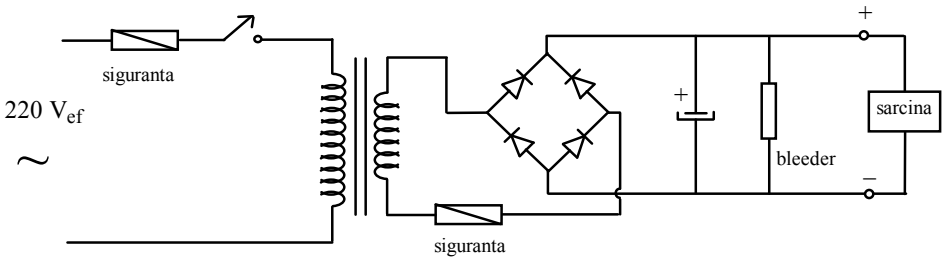


Fig. 5.12.

Mai întîi desenăm schema, fără valorile componentelor (Fig. 5.12). Alegem, bineînteles, redresarea dublă alternanță. În circuitul primarului, imediat ce firul de alimentare intră în carcasă, înaintea întrerupătorului, trebuie conectată siguranța pentru a proteja atît împotriva defectării tranformatorului cît şi a unui scurtcircuit pe circuitul întrerupătorului.

a) Tensiunea transformatorului

Cum tensiunea minimă trebuie să fie 12 V iar riplul va avea o adîncime de 2 V, valoarea de vîrf a tensiunii redresate va fi 14 V. Tensiunea în secundar va trebui însă să fie mai mare, datorită pierderii pe cele două diode prin care circulă curentul în ochiul secundarului. La curenți mari tensiunea de deschidere a unei diode cu siliciu se apropie de 1 V, aşa că tensiunea în secundar va avea amplitudinea (valoarea de vîrf) egală cu 16 V. Cum pentru circuitele de curent alternativ se obişnuieşte să se dea valorile efective, va trebui să înmulțim cu $1/\sqrt{2} = 0.707$: tensiunea efectivă în primar va trebui să fie 11.2 V. Alegem valoarea standardizată de 12 V.

b) Condensatorul de filtraj

Pentru ca în timp de o semiperioadă ($\Delta t = 10$ ms) condensatorul să se descarce cu $\Delta V = 2$ V sub un curent de 1 A, capacitatea trebuie să aibă valoarea $C = I_{out} \cdot \Delta t / \Delta V = 5000 \mu\text{F}$. Este o valoare mare, dar rezonabilă. Condensatorul va trebui să aibă tensiunea de funcționare de cel puțin 25 V (valoarea standardizată imediat inferioară, 16 V, este chiar la limită).

Să observăm ce s-ar fi întîmplat dacă am fi impus un riplu mult mai mic, de exemplu de numai 0.1 V. Am fi avut atunci nevoie de o condensator cu o capacitate de 100 000 μF, o valoare total nepractică.

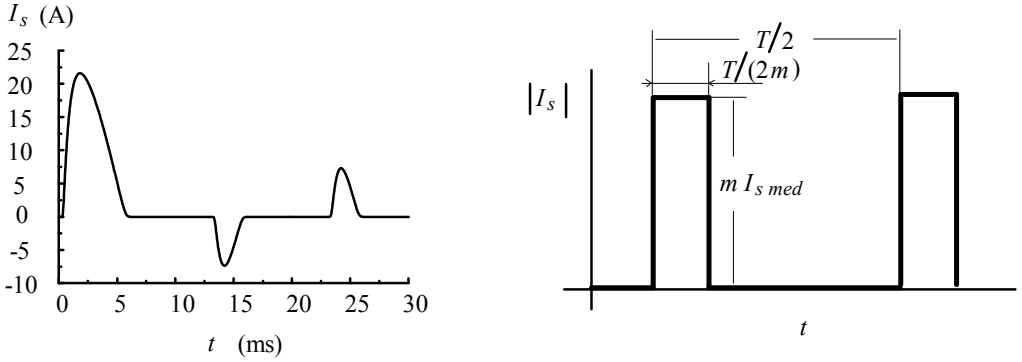
c) Rezistorul "bleeder"

Rostul lui este ca la deconectarea alimentatorului, în absența rezistenței de sarcină, să descarce într-un timp convenabil condensatorul de filtraj. Dacă ne mulțumim cu o constantă de timp $\tau = RC$ de cîteva secunde, rezultă valoarea bleeder-ului de 1 kΩ.

d) Siguranțele

Curentul mediu absorbit de sarcină este de maximum 1 A dar dacă am pune o astfel de siguranță în secundar, ea ar fi spulberată imediat. 1 A este curentul mediu (în modul) dar pentru a calcula efectele încălzirii trebuie să ținem seama de **valoarea sa efectivă**. Or, aşa cum am văzut, condensatorul este încărcat cu pulsuri

scurte de curent. Din această cauză, forma curentului prin secundar este cea din Fig. 5.13 a), unde se observă, suplimentar, pulsul foarte mare de la momentul inițial cînd condensatorul era descărcat.



a) b)

Fig. 5.13. Evoluția curentului prin secundar.

Pentru intensitatea efectivă vom face un calcul aproximativ. Dacă presupunem (pentru simplitate) pulsurile ca fiind rectangulare (desenul b al figurii) şi de durată $\frac{T}{2m}$, adică a m-a parte din semiperioadă, ele vor avea intensitatea $mI_{s\,med} = mI_{out}$ iar valoarea efectivă va fi $I_{ef} = \sqrt{\frac{T}{2m}\left(m \cdot I_{out}\right)^2 \frac{2}{T}} = \sqrt{m} \cdot I_{out}$. Cu cît filtrarea va fi mai bună, cu atît valoarea efectivă a curentului va fi mai mare şi siguranța se va încălzi mai mult.

Din acest motiv vom multiplica cu 4 valoarea curentului mediu, obținînd 4 A. Este bine, însă, să avem şi o rezervă, pentru cazul în care sarcina absoarbe timp îndelungat curentul maxim. Înmulțim cu un factor de 2 şi obținem valoarea finală de 8 A. Nu trebuie să uităm să alegem o siguranță temporizată (lentă), altfel la punerea sub tensiune, condensatorul încărcîndu-se de la zero va absorbi un curent important şi o va arde.

Raportul de transformare estei $220/12 \cong 18$, astfel că în primar va trebui să punem o siguranță de $8\ \text{A}/18 \cong 0.5\ \text{A}$. Evident, şi ea trebuie să fie o siguranță temporizată.

e) Dimensionarea transformatorului

Curenții în primar şi secundar **nu sunt sinusoidali** ci sub forma unor pulsuri scurte şi intense, cu atît mai scurte şi intense cu cît filtrarea este mai bună. Am văzut că valoarea efectivă a curenților creşte la îmbunătățirea filtrării şi, bineînțeles, şi încălzirea transformatorului. Din acest motiv, la alegerea puterii transformatorului trebuie să multiplicăm cu un factor (pentru filtrări rezonabile 4 este o valoare bună) valorile medii ale curenților.

Este bine, deci, să admitem un riplu de ordinul a 1 V, cu atît mai mult cu cît el va fi redus foarte mult de către stabilizator.

Problema 2. Reproiectați alimentatorul, pentru a obține o tensiune **stabilizată** de 12 V, la un curent de 1 A.

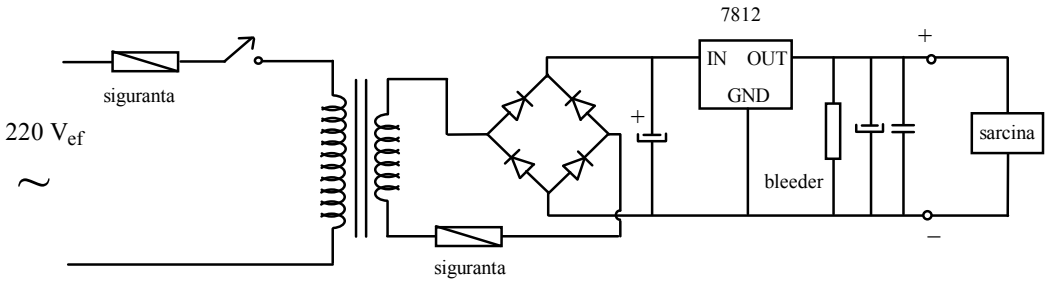


Fig. 5.14.

a) Alegerea stabilizatorului

Cum tensiunea de ieşire este fixă, alegem un stabilizator integrat de tensiune fixă pozitivă din seria 78XX cu tensiunea nominală de 12 V, adică un stabilizator 7812. Există mai multe variante, codificate cu litere după tipul capsulei, tip care stabileşte şi curentul maxim şi puterea maximă disipată. Va trebui să utilizăm unul cu valoarea curentului maxim de 1 A; în ceea ce priveşte puterea disipată, aşa cum vom vedea, ea va trebui să fie de 5-7 W. La ieşirea sa este bine să conectăm un condensator de filtrare de valoare modestă (electrolitic, 10 μF), dublat de unul care funcționează la frecvențe mari (ceramic, 100 nF).

b) Tensiunea transformatorului

Pentru a putea stabiliza tensiunea de la ieşire, la intrarea stabilizatorului tensiunea nu trebuie să coboare nici un moment sub 12 V+ 3 V= 15 V. Cu alte cuvinte, pe stabilizator trebuie să pierdem în orice moment cel puțin 3 V (Fig. 5.15). Păstrînd riplul de 2 V de la proiectarea precedentă, avem acum nevoie de o amplitudine după redresare de cel puțin 17 V. Adăugînd şi pierderea de tensiune pe diode, ajungem la amplitudinea tensiunii din secundar, 19 V. Este exact cu trei volți mai mare decît în cazul proiectării precedente, tocmai datorită pierderii suplimentare pe stabilizator. Rezultă de aici tensiunea efectivă din secundar 13.4 V_{ef}. Aceasta este o tensiune minimă, este clar că nu vom gasi un transformator cu această valoare. Putem găsi, însă, unul cu tensiunea în jur de 16 V_{ef}, ceea ce va produce o amplitudine în secundar 23 V, crescînd la 7 V tensiunea pierdută pe stabilizator. În aceste condiți, stabilizatorul nostru va trebui să disipe, la curent maxim, aproape 7 W. Din acest motiv nu este indicată utilizarea unui transformator cu tensiunea de ieşire mai mare.

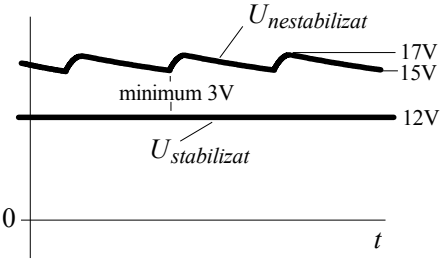


Fig. 5.15.

c) Condensatorul de filtraj şi siguranța din primar vor avea aceleaşi valori ca la problema precedentă, deoarece ele au fost determinate de mărimea curentului. De asemenea, şi **rezistorul bleeder** rămîne acelaşi, numai că este bine să fie mutat la ieşirea stabilizatorului.

d) Dimensionarea transformatorului

În urma creşterii tensiunii efective de la $12V_{ef}$ la $16V_{ef}$, puterea a crescut cu o treime. Este bine, deci, să ținem seama de această creştere în alegerea transformatorului.

Probleme propuse

P 5.1. Evoluția în timp a tensiuni pe condensatorul de filtrare, cu valoarea de 10 000 μF, vizualizată cu osciloscopul, arată ca în Fig. 5.16. Valorile de tensiune sunt în volți.

a) Identificați tipul redresorului (mono sau dublă alternanță).

b) Calculați şi reprezentați grafic evoluția în timp a curentului prin condensator.

c) Determinați valoarea rezistenței de sarcină.

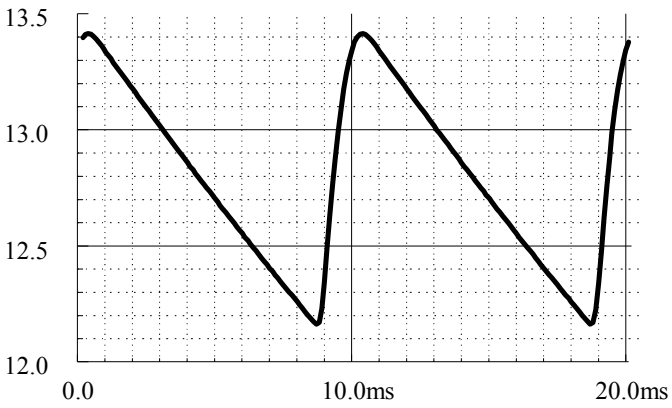


Fig. 5.16.

P 5.2. Circuitul din Fig. 5.17 este o variantă de redresor dublă alternanță, care foloseşte două diode în loc de patru.

a) Explicați funcționarea lui, desenînd sensurile curenților pe fiecare semialternanță;

b) Care este prețul plătit pentru cele două diode economisite ? Ce soluție credeți că este mai ieftină azi ?

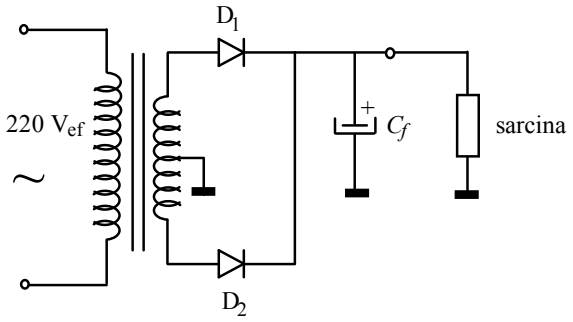


Fig. 5.17.

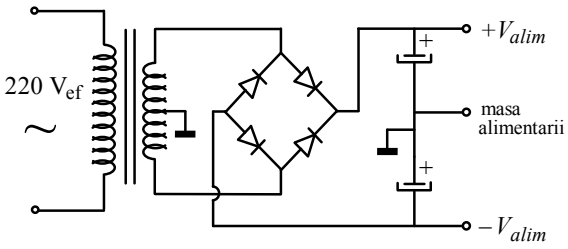


Fig. 5.18.

P 5.3. În Fig. 5.18 aveți un redresor care furnizează simultan două tensiuni de alimentare, egale dar de polarități opuse (pentru aşa-numita alimentare diferențială).

a) Explicați funcționarea sa, desenînd sensurile curenților.

b) Identificați tipul redresării, monoalternanță sau dublă alternanță.

P 5.4. Dioda Zener din stabilizatorul prezentat în Fig. 5.19 are tensiunea nominală de 10 V iar în jurul valorii curentului de 10 mA prezintă o rezistență dinamică de 10 Ω. Tensiunea redresată şi nestabilizată are o valoare medie de 15 V cu un riplu de 2 V_{VV}.

a) Calculați curentul prin rezistența de balast R .

b) Ce curent maxim poate aborbi sarcina, cu condiția ca valoarea curentului prin diodă să nu scadă sub 10 mA ?

d) Estimați factorul de stabilizare în tensiune şi, de aici, mărimea ondulației tensiunii stabilizate.

e) Tensiunea la rețeaua de 220 V_{ef} se modifică cu 10 %. Estimați variația

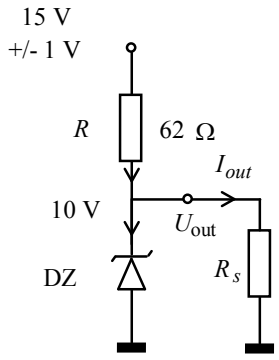


Fig. 5.19.

tensiunii nestabilizate şi pe aceea a tensiunii stabilizate.

f) Determinaţi rezistenţa de ieşire a stabilizatorului; calculaţi cu cît se modifică tensiunea pe sarcină dacă valoarea curentului absorbit de aceasta variază între zero şi cea maximă, calculată la punctul b).

P 5.5. Intercalaţi la ieşirea stabilizatorului din problema precedentă un tranzistor, ca în Fig. 5.10, care are un factor de amplificare $\beta = 50$.

a) Ce curent maxim poate aborbi acum sarcina, cu condiţia ca valoarea curentului prin diodă să nu scadă sub 10 mA ?

b) Ce rezistenţa de ieşire are acum stabilizatorul perfecţionat ?

P 5.6. Dacă sarcina nu are nevoie de un curent aşa de mare, utilizarea tranzistorului vă permite să ameliorați factorul de stabilizare. Presupunînd că sarcina nu cere mai mult de 50 mA,

a) calculaţi curentul maxim pe care baza tranzisttorului îl absoarbe din anodul diodei;

b) alegeţi o rezistenţă de balast mai mare, asigurîndu-vă însă că valoarea curentului prin dioda Zener nu scade nici un moment sub 10 mA;

c) determinaţi ce factor de stabilizare aţi obţinut acum;

d) în final, calculaţi mărimea riplului tensiunii stabilizate.

P 5.7. Aveţi la dispoziţie o tensiune redresată, cu valoarea medie de 15 V şi cu o ondulaţie de 2 V_{VV} şi trebuie să obţineţi o tensiune stabilizată de 9 V, sarcina avînd nevoie de un curent între zero şi 100 mA.

a) Proiectaţi un stabilizator cu diodă Zener (curentul prin diodă nu trebuie să scadă sub 10 mA).

b) Presupunînd ca dioda Zener are o rezistenţă dinamică de 10 Ω, calculaţi factorul de stabilizare şi rezistenţa de ieşire.

c) Estimaţi puterea disipată pe dioda Zener, cînd curentul de sarcină este 50 mA şi cînd acesta este nul.

P 5.8. Perfecţionaţi stabilizatorul precedent, prin adăugarea unui "tranzistor compus" la ieşire, care are factorul $\beta = 1000$ (tranzistorul compus este realizat prin interconexiunea a două tranzistoare). Estimaţi cît va fi curentul absorbit din anodul diodei Zener şi modificaţi corespunzător rezistenţa de balast. Ce valoare a factorului de stabilizare aţi obţinut ?

Lucrare experimentală

Experimentul 1. Redresarea monoalternanță

Aveți pe planşetă (Fig. 5.20) un redresor monoalternanță cu o diodă redresoare, care este deja legat la secundarul transformatorului. În partea din dreapta, jos, se găsesc trei rezistențe de sarcină, legate cu unul din capete la un fir comun. Conectați borna negativă a redresorului la acest fir comun iar borna pozitivă la una din rezistențele de sarcină. Vizualizați tensiunea redresată şi desenați-o pe caiet.. Poate fi ea utilizată la alimentarea unui aparat electronic ? De ce ?

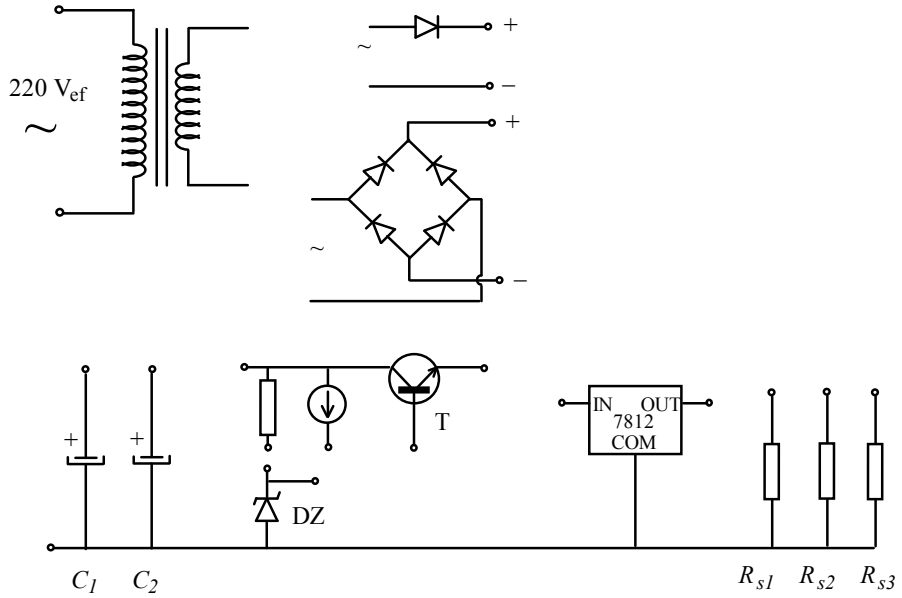


Fig. 5.20.

Legați acum în paralel pe rezistența de sarcină unul din condensatoarele de filtrare din stînga planşetei. Cum se modifică forma de undă a tensiunii de pe sarcină ? Desenați pe caiet forma de undă şi identificați duratele de timp în care dioda conduce. Schimbați acum condensatorul de filtrare şi explicați ce observați. Care din condensatoare are valoare mai mare ?

Veți măsura în continuare factorul de ondulație, utilizînd numai condensatorul cu capacitate mai mare şi legînd, pe rînd, cele trei rezistențe de sarcină. Pentru aceasta va trebui să determinați, cu osciloscopul, adîncimea ondulației şi tensiunea medie.

Calculați teoretic factorul de ondulație, utilizînd formula aproximativă (5.6). Comparați valorile măsurate cu cele calculate. Pentru care situații sunt ele mai apropiate şi de ce ?

Experimentul 2. Redresarea dublă alternanță

Desfaceți legăturile de la ieşirea redresorului monoalternanță. Pe aceeaşi planşetă, puțin mai jos, aveți un redresor dublă alternanță, realizat cu o **punte redresoare** ce conține patru diode. Legați borna sa de ieşire negativă la firul comun al rezistențelor de sarcină iar borna pozitivă la capătul unei rezistențe de sarcină; refaceți, punct cu punct, toate determinările de la experimentul 1. De data aceasta, pentru calculul teoretic al factorului de ondulație va trebui să folosiți relația (5.7). Comparați valorile factorului de ondulație pentru cele

două redresoare. Ce concluzie practică trageţi ? Cum s-ar fi putut, pe altă cale, micşora la jumătate ondulaţia, păstrînd redresorul monoalternanţă ?

Experimentul 3. Stabilizatorul de tensiune cu diodă Zener

Legaţi acum ieşirile redresorului dublă alternanţă direct la condensatorul de filtrare de valoare mare; atenţie, borna negativă trebuie obligatoriu legată la firul comun. Apoi, de la capătul condensatorului, mergeţi la intrarea stabilizatorului, ca în Fig. 5.21. Deocamdată nu conectaţi nici o rezistenţă de sarcină, operînd stabilizatorul "în gol".

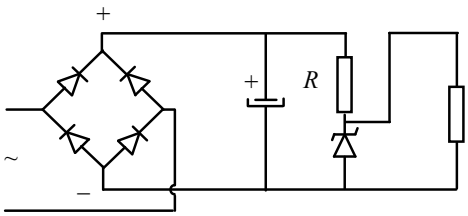


Fig. 5.21.

Măsuraţi ondulaţia la intrarea în stabilizator şi apoi pe dioda stabilizatoare. Din raportul lor, calculaţi factorul de stabilizare în tensiune la funcţionare în gol. Cunoscînd valoarea rezistorului de balast R, determinaţi rezistenţa dinamică a diodei stabilizatoare cu relaţia (5.9). Trageţi o concluzie în privinţa efectului stabilizatorului asupra ondulaţiei. Mai este acum nevoie de capacităţi foarte mari pentru filtrare ?

Cuplaţi acum la ieşirea stabilizatorului, pe rînd, cele trei rezistenţe de sarcină şi măsuraţi cu un voltmetru digital tensiunea de ieşire. Calculaţi, cunoscînd valorile rezistenţelor, intensităţile curenţilor şi desenaţi dependenţa tensiunii de ieşire în funcţie de curent. Determinaţi, de aici, rezistenţa de ieşire a stabilizatorului.

Dacă stabilizatorul reduce atît de mult ondulaţia, nu am putea renunţa total la filtrare ? Îndepărtaţi condensatorul de filtrare de la intrare legînd borna pozitivă a redresorului direct la stabilizator. Vizualizaţi forma tensiunii pe rezistenţa de sarcină şi explicaţi ce se întîmplă. Formulaţi o concluzie asupra mărimii ondulaţiei permisă la intrarea unui stabilizator.

Experimentul 4. Perfecţionarea stabilizatorului pentru micşorarea rezistenţei de ieşire

Conectaţi acum, între stabilizatorul anterior şi rezistenţa de sarcină, un tranzistor, ca în Fig. 5.22. Legaţi, pe rînd, cele trei rezistenţe de sarcină în emitorul tranzistorului şi măsuraţi tensiunea. Procedînd ca la experimentul precedent, determinaţi rezistenţa de ieşire şi calculaţi de cîte ori este acum mai mică.

Determinaţi şi factorul de stabilizare. A fost el afectat de perfecţionarea efectuată ?

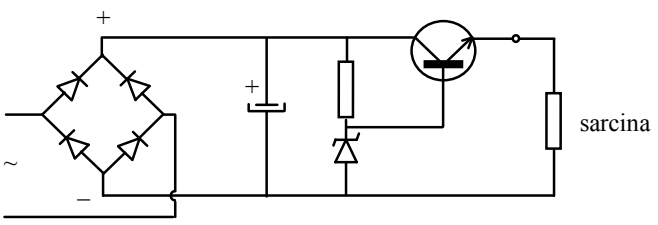


Fig. 5.22.

Experimentul 5. Perfecţionarea stabilizatorului pentru mărirea factorului de stabilizare

Curentul absorbit din anodul diodei Zener a fot micşorat de β ori prin introducerea tranzistorului. Am putea acum să mărim de β ori rezistenţa de balast, mărind de acelaşi număr de ori factorul de stabilizare. Vom fi, însă, mult mai ambiţioşi şi, dacă tot înlocuim rezistenţa de balast, o vom înlocui cu o sursă de curent (Fig. 5.23). Determinaţi factorul de stabilizare şi comparaţi-l cu valoarea sa anterioară. A meritat efortul ?

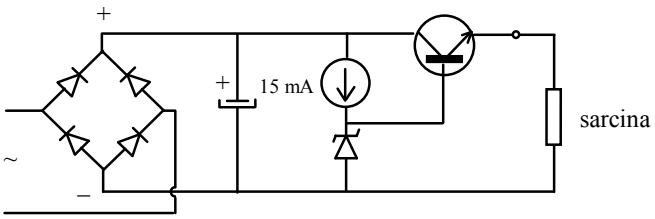


Fig. 5.23.

Experimentul 6. Stabilizatorul de tensiune integrat

Vom investiga acum comportarea unui stabilizator integrat, de tipul 7812 (12 V, tensiuni pozitive) care trebuie conectat ca în Fig. 5.24. Determinaţi, ca şi la experimentul anterior, factorul de stabilizare şi rezistenţa de ieşire. Comparaţi aceste valori cu cele obţinute pentru stabilizatorul cu diodă Zener şi pentru variantele sale perfecţionate de la experimentele 4 şi 5..

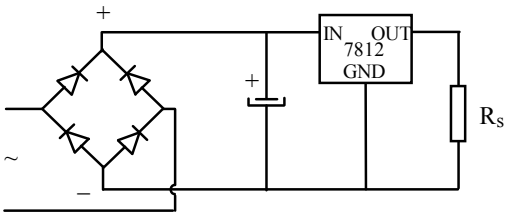
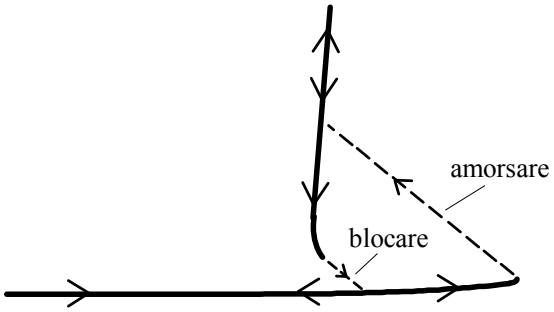


Fig. 5.24.

CAPITOLUL

6

Dispozitive cu rezistență dinamică negativă



6.1. Comportarea generală 165

6.2. Tranzistorul unijoncțiune 175

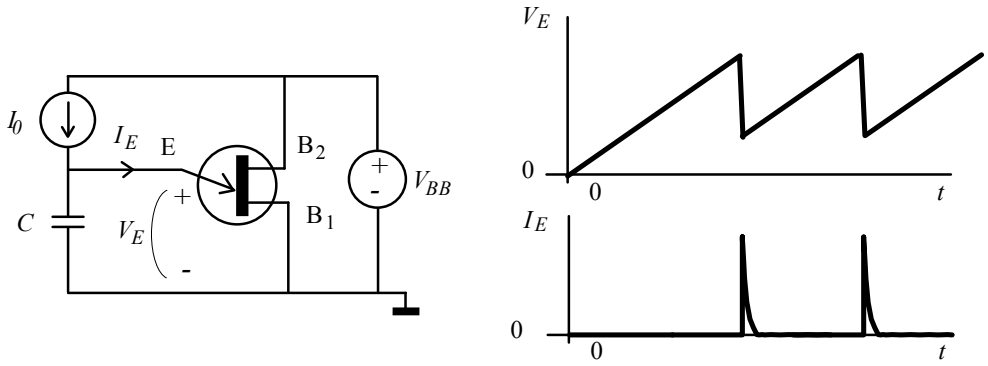
6.3. Diacul, tiristorul şi triacul 197

6.1. Comportarea generală

1.A. Evoluția punctului de funcționare pe caracteristică 165

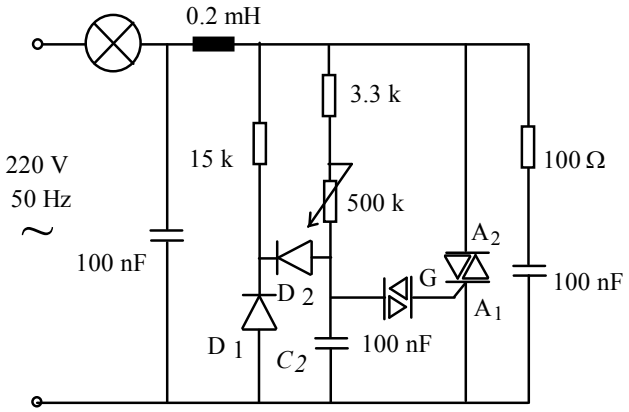
1.B. Rezistența dinamică negativă poate produce instabilitate 169

Problemă rezolvată 172, probleme propuse 174



6.2. Tranzistorul unijoncțiune

2.A. Structură şi simbol 175
2.B. Cum apare rezistența dinamică negativă 176
2.C. Aplicația tipică: oscilatorul de relaxare 180
2.D. Cîte joncțiuni are tranzistorul unijoncțiune programabil 185
2.E. Proiectarea unui oscilator de relaxare cu TUJ 187
Problemă rezolvată 191, probleme propuse 192
Lucrare experimentală 194



6.3. Diacul, tiristorul şi triacul

3.A. Diacul 197
3.B. Tiristorul 198
3.C. Triacul 199
3.D. Variatoare de putere 200
3.E. Redresoare controlate 204
Probleme propuse 207
Lucrare experimentală 208

6.1. Comportarea generală

Printr-un dispozitiv de circuit cu două borne (**dipol**) care este **consumator** de energie electrică curentul circulă de la potenţial ridicat la potenţial coborît. La majoritatea dispozitielor, creşterea mărimii curentului se obţine odată cu creşterea tensiunii la borne, rezistenţa **dinamică** (sau diferenţială) fiind **pozitivă**, adică $dU/dI > 0$. Aşa se întîmplă în cazul rezistorului, al diodelor semiconductoare "obişnuite", etc. Există însă şi dispozitive la care, pe anumite porţiuni, tensiunea scade la creşterea curentului, rezistenţa **dinamică** fiind **negativă.** Astfel de dispozitive sunt tranzistorul unijoncţiune, dioda tunel, diacul, tiristorul şi triacul; unele dintre ele vor fi studiate în detaliu în acest capitol.

Din această cauză, funcţionarea lor este stranie: un tub fluorescent (cunoscut în Româna de cartier sub denumirea improprie de tub cu neon) are nevoie pentru aprindere de o tensiune mult mai mare decît vîrful de 311 V furnizat de reţeaua de distribuţie dar, după aprindere, tensiunea la borne trebuie să scadă sub tensiunea reţelei, altfel tubul s-ar distruge.

Pentru întelegerea acestui tip de comportare va trebui să ne amintim că regimul de curent continuu este rezultatul unui **echilibru dinamic** între mişcarea purtătorilor de sarcină şi acumulările de sarcină care crează cîmpul electric ce determină această mişcare. Ca şi în mecanică, putem avea stări de echilibru stabile şi stări de echilibru instabile. Toate acestea devin esenţiale atunci cînd avem de-a face cu dispozitivele cu rezistenţă dinamică negativă.

1.A. Evoluţia punctului de funcţionare pe caracteristică

Să legăm un dipol "cuminte", cum este dioda semiconductoare, într-un circuit cu o sursă ideală de tensiune cu valoarea E şi un rezistor cu rezistenţa R_s, ca în Fig. 6.1 a). Punctul static de funcţionare poate fi găsit prin metoda grafică a dreptei de sarcină (desenul b al figurii). Stările de echilibru în care poate să se găsească dipolul sunt cele de pe caracteristica sa statică $I = f(U)$; pe de altă parte, restul circuitului face să fie respectată ecuaţia $U = E - I \cdot R_s$ care se reprezintă grafic prin dreapta de sarcină. Intersecţiile acesteia cu axele se află la E şi la E/R_s iar panta, în modul, este $1/R_s$.

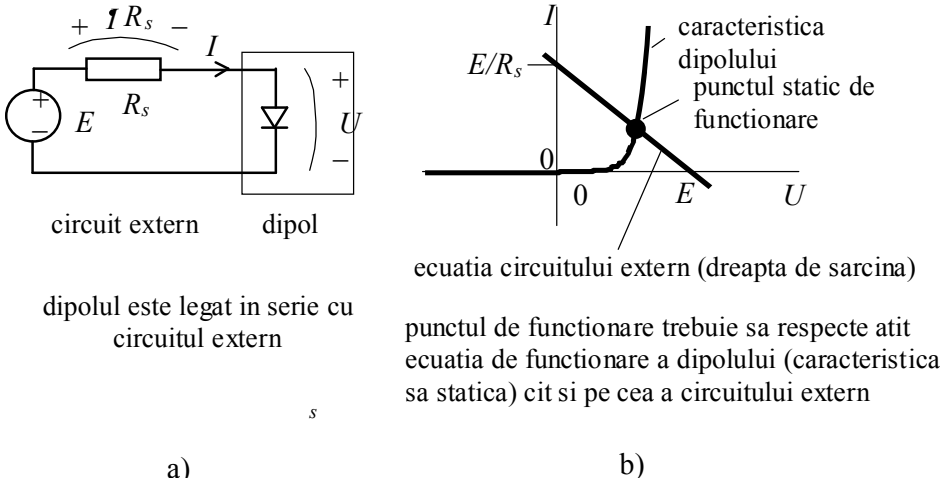


Fig. 6.1. Sistemul de ecuaţii care descrie funcţionarea unui circuit cu diodă are întodeauna soluţie unică.

Punctul de funcţionare trebuie să îndeplinească ambele relaţii şi se găseşte la intersecţia celor două grafice. Observăm că orice valore am fi luat pentru tensiunea E, am fi obţinut o singură intersecţie între grafice:

pentru dispozitivele fără rezistenţă dinamică negativă, soluţia sistemului de ecuaţii este întodeauna unică.

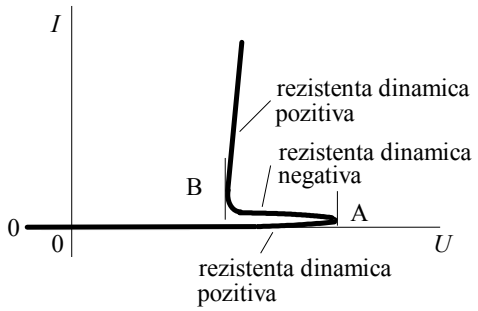
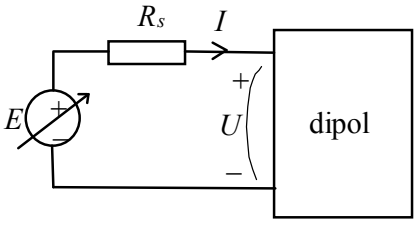


Fig. 6.2. Caracteristică statică cu regiune de rezistenţă dinamică negativă.

Înlocuim acum dioda cu un alt dipol, care are o caracteristică "cu întoarcere" ca cea din Fig. 6.2. Cu excepţia porţiunii AB, caracteristica este una obişnuită: intensitatea curentului creşte la creşterea tensiunii pe dispozitiv. În limbaj matematic, derivata dU/dI, numită **rezistenţa dinamică,** este pozitivă. Caracteristica devine verticală în punctele A şi B; între aceste puncte dispozitivul se comportă straniu, intensitatea scade la creşterea tensiunii. Aici rezistenţa dinamică este **negativă**.

Să vedem ce efect are acest lucru asupra comportării circuitului. Păstrăm constantă rezistenţa R_S şi creştem lent, pornind de la zero, tensiunea E a sursei. Dreapta de sarcină, păstrîndu-şi panta constantă, se va deplasa paralel cu ea însăşi, intersecţia ei cu axa orizontală fiind întodeauna la valoarea E, aşa cum se vede în Fig. 6.3.



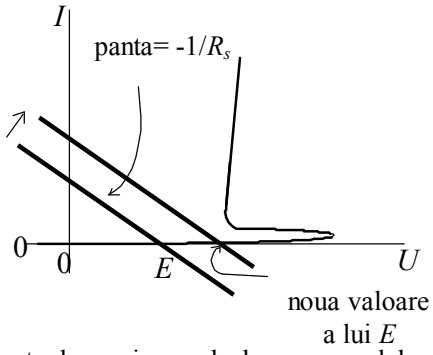


Fig. 6.3. Metoda dreptei de sarcină pentru un circuit construit cu un dipol cu rezistenţă dinamică negativă

Ţinînd cont de aceasta, să urmărim în Fig. 6.4 aventura punctului static de funcţionare pe măsură ce creştem tensiunea E. Atîta timp cît valoarea E este mică (poziţiile i şi ii ale dreptei de sarcină), intersecţia între grafice este unică: curentul prin dipol creşte împreună cu tensiunea pe dipol, dar rămîne la valori foarte mici, practic nule. Dipolul este **blocat**.

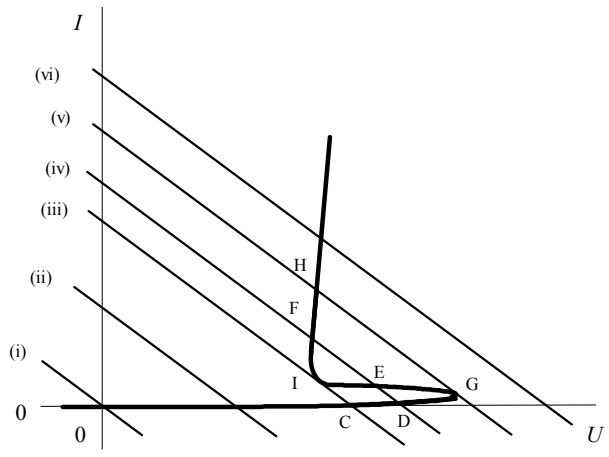


Fig. 6.4. Evoluţia punctului de funcţionare.

Crescînd în continuare tensiunea E, obţinem la un moment dat **două** soluţii distincte ale sistemului de ecuaţii (poziţia iii a dreptei de sarcină) şi apoi **trei** soluţii distincte (poziţia iv). Circuitului îi sunt accesibile, deci, trei ramuri diferite: CG, IH şi IG. Punctele de pe ramura cu pantă negativă reprezintă stări **instabile** (vom vedea mai tîrziu de ce), şi circuitul nu poate fi observat în aceste stări. Mai rămîn două ramuri de stabilitate, CG şi IH; cu aceleşi valori ale lui E şi R_S circuitul se poate găsi pe oricare dintre ele şi, dacă nimic nu se modifică, rămîne pentru todeauna în acea stare. Avem un circuit ce prezintă un fenomen de **bistabilitate**.

Şi totuşi, noi am efectuat un experiment bine controlat: am crescut lent şi continuu tensiunea E, începînd de la zero. Circuitul ar fi trebuit să fie obligat să aleagă. Aşa se şi întîmplă, înainte de a avea la dispoziţie două ramuri de stabilitate, punctul de funcţionare a evoluat obligatoriu pe traseul OC şi va prefera ramura de stabilitate care continuă acest traseu, adică ramura CG (Fig. 6.5). Deşi creşterea curentului este mai pronunţată, valoarea acestuia rămîne nesemnificativă şi dispozitivul continuă să fie blocat.

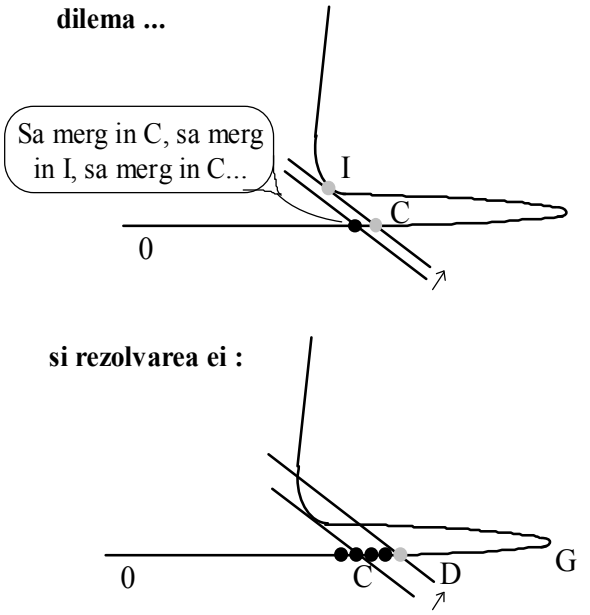


Fig. 6.5. Soluţie multiplă a sistemului de ecuaţii.

Aceasta se întîmplă (vezi Fig. 6.4) pînă cînd dreapta de sarcină ajunge în poziţia (iv), devenind tangentă la caracteristica statică a dipolului în punctul G. Creşterea ulterioară a tensiunii E face ca soluţia sistemului de ecuaţii să devină din nou **unică** (poziţia v a dreptei de sarcină). Fiind singura stare de echilibru (în plus, este şi una de echilibru stabil), ea devine obligatorie pentru circuit (Fig. 6.6). Circuitul părăseşte brusc starea G şi trece în starea H, fără stări de echilibru intermediare. Din acest motiv, procesul **nu are loc pe caracteristica statică** şi **nu poate fi reprezentat** pe graficul nostru. Circuitul dispare practic din starea G şi apare în starea H. De aceea, în Fig. 6.7 am unit aceste stări cu o linie punctată. un salt brusc, ajungînd în punctul H

Comutarea bruscă între aceste stări determină apariţia unui curent important prin dispozitiv (dispoztivul se "amorsează"), concomitent cu scăderea tensiunii la bornele sale. Raportul $\Delta U/\Delta I$ este **negativ** pentru această schimbare de stare, semn clar că avem un dispozitiv cu rezistenţă dinamică negativă.

Amorsarea este un fenomen cu totul diferit de

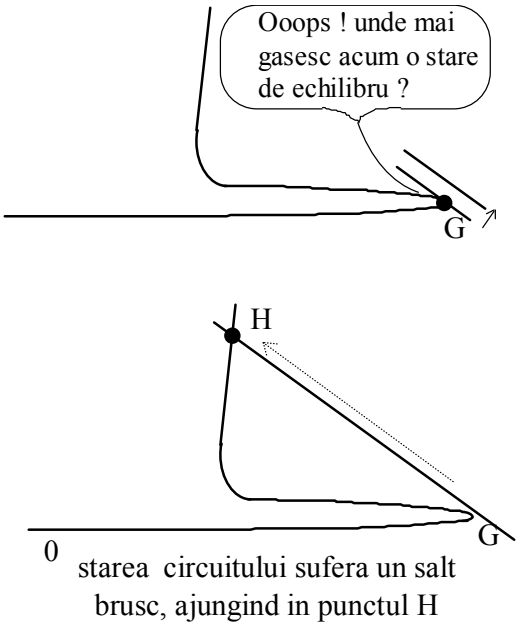


Fig. 6.6. Comutarea din starea blocată în starea de conducţie (amorsarea).

intrarea în conducţie directă a diodelor sau străpungerea lor inversă. Acolo, evoluţia are loc prin stări de echilibru şi este graduală şi reversibilă; modificînd tensiunea sursei putem plimba înainte şi înapoi punctul de funcţionare pe caracteristică. În cazul amorsării, însă, odată atinsă tensiunea de prag, evoluţia scapă de sub control şi punctul de funcţionare "sare" în alt loc pe caracteristică; micşorarea tensiunii sursei nu aduce înapoi punctul de funcţionare, nici măcar printr-un salt invers. Toate aceste ciudăţenii sunt cauzate de rezistenţa dinamica negativă

În ce loc, pe caracteristica dipolului, pierdem controlul asupra punctului de funcţionare şi are loc saltul de amorsare ? Din cele spuse anterior rezultă că acest lucru se întîmplă în punctul G, acolo unde caracteristica este tangentă la dreapta de sarcină. Cum "întoarcerea" caracteristicii este bruscă, această poziţie este practic indentică cu punctul de întoarcere unde caracteristica devine verticală.

Amorsarea are loc atunci cînd tensiunea pe dipol ajunge la **tensiunea de amorsare** (**breakover voltage** în limba engleză) ; aceasta este egală, practic, cu tensiunea de la punctul de întoarcere a caracteristicii.

Revenind la Fig. 6.4, creşterea în continuare a tensiunii E deplasează punctul de funcţionare dincolo de punctul H, pe porţiunea cu pantă pozitivă, curentul şi tensiunea pe dispozitiv crescînd. Creşterea tensiunii este însă foarte lentă, aşa că putem considera că ea rămîne practic constantă. Această valoare este **tensiunea reziduală** în starea amorsată.

Să efectuăm acum experimentul în sens invers, micşorînd continuu şi lent tensiunea E. Începînd cu poziţia (v) a dreptei de sarcină avem din nou trei soluţii, dintre care numai două sunt stări de echilibru stabil. Numai că, acum, punctul de funcţionare va evolua pe ramura HI, pentru că ea este în continuarea traiectoriei iniţiale. Cînd dreapta de sarcină coboară sub poziţia (iii), soluţia redevine unică şi circuitul trece brusc din starea I în starea C. Curentul scade brusc în timp ce tensiunea are un salt pozitiv; din nou raportul $\Delta U/\Delta I$ este negativ, trădînd rezistenţa dinamică negativă a dispozitivului.

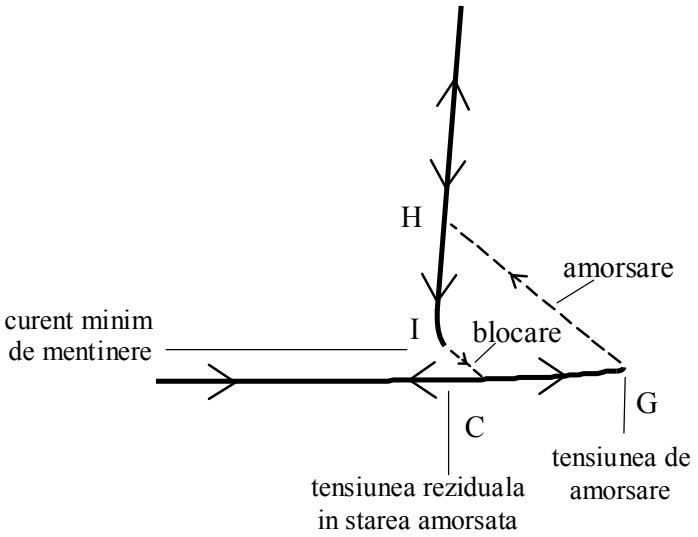


Fig. 6.7. Evoluţia cu histerezis a punctului de funcţionare.

Acest salt a produs blocarea **dipolului**. Deoarece înainte de blocare caracteristica este aproape verticală, tensiunea modificîndu-se puţin, trebuie să identificăm punctul unde are loc blocarea prin valoarea curentului. Astfel, dipolul se blochează dacă intensitatea curentului coboară şi atinge o limită numită **curent minim de menţinere**, sau, mai simplu, curent de menţinere (**holding current** în limba engleză). Curentul de menţinere este aproximativ egal cu intensitatea la care are loc a doua întoarcere a caracteristicii (minim local pentru tensiune). În concluzie,

pentru a bloca dispozitivul, curentul trebuie coborît sub curentul minim de menţinere.

Să recapitulăm (Fig. 6.7). Crescînd şi apoi scăzînd tensiunea E a sursei, am deplasat lent punctul de funcţionare pe caracteristică, putînd măsura coordonatele, adică am trasat experimental caracteristica. Există, însă, o porţiune a caracteristicii care a fost inaccesibilă, aceea dintre punctele G şi I, puncte unde dreapta de

sarcină este tangentă la caracteristică. Evitarea porţiunii inaccesibile se face prin două salturi bruşte; descrierea caracteristicii se face pe un drum la creşterea tensiunii E (între punctele C şi G şi apoi saltul GH) şi pe altul la scăderea tensiunii (între punctele H şi I şi apoi saltul IC). Datorită acestora, descrierea caracteristicii a fost făcută cu histerezis: ramura CG poate fi parcursă numai înainte de amorsare, pe cînd ramura HI este parcursă numai după amorsare.

1.B. Rezistenţa dinamică negativă poate produce instabilitate

Putem spera că utilizînd o sursă ideală de curent şi dreapta de sarcină devenind orizontală, ca în Fig. 6.8, am putea vizualiza întreaga caracteristică, pentru că vom avea peste tot soluţie unică.

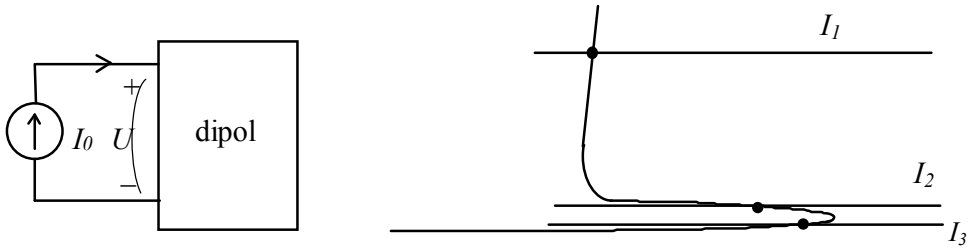


Fig. 6.8. Încercarea de a trasa caracteristica prin utilizarea unei surse de curent.

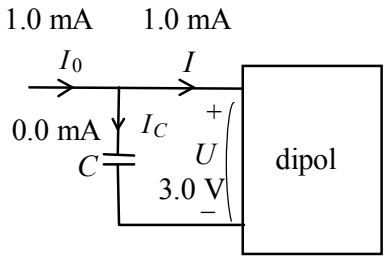
Realitatea este însa necruţătoare: între capetele dipolului există întodeauna o capacitate parazită şi starea circuitului este instabilă. Astfel, producerea de oscilaţii este una din aplicaţiile frecvente ale dispozitivelor cu rezistenţă dinamică negativă.

Să vedem de ce este circuitul instabil. Pentru ca circuitul să fie într-o stare de echilibru, tensiunea pe condensator (Fig. 6.9) trebuie să fie constantă, deci curentul prin el trebuie să fie nul. Deoarece intensitatea curentului este egală cu viteza de variaţie a sarcinii $I_C = dQ/dt$ iar capacitatea este, prin definiţie, $C = Q/U$, curentul prin condensator este legat de tensiune prin relaţia

$$I_C = C \cdot \frac{dU}{dt}. \qquad (6.1)$$

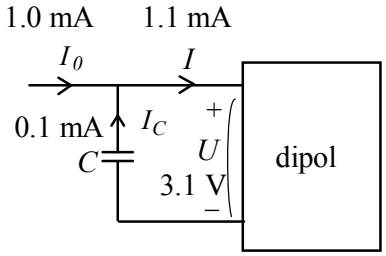
La echilibru tensiunea nu mai variază, I_C trebuie să fie zero, ceea ce înseamnă că intensitatea curentului prin dipol este **perfect egală** cu cea furnizată de sursa de curent $I = I_0$, ca în Fig. 6.9 a).

Presupunem că am atins această stare undeva pe o porţiune cu rezistenţa dinamică pozitivă. Apoi, datorită unor fluctuaţii, sarcina de pe condensator creşte cu cantitatea ΔQ, foarte mică. Din acest motiv, tensiunea pe condensator creşte cu ΔU ($\Delta U << U$) şi modifică punctul de funcţionare, ca în desenul b). Cum **rezistenţa dinamică a dipolului este pozitivă** în acest punct, are loc o creştere a curentului prin dipol, curentul suplimentar descarcînd condensatorul şi eliminînd sarcina apărută în exces. Pe masură ce tensiunea U scade, scade şi curentul prin dipol, restabilindu-se din nou echilibrul $I = I_0$.

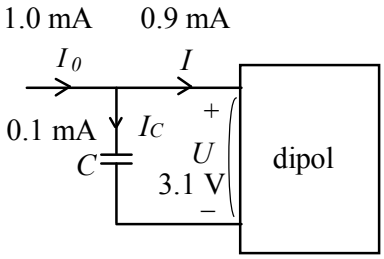


$$\frac{dU}{dt} = \frac{1}{C} I_C = 0$$

starea initiala de echilibru



Pe condensator a aparut un surplus de sarcina. Daca rezistenta dinamica a dipolului este pozitiva, surplusul este evacuat si echilibrul este restabilit.



Daca rezistenta dinamica a dipolului este negativa, dezechilibrul se accentueaza si nu se mai poate stabili un nou echilibru..

Fig. 6.9. Rezistența dinamică negativă produce instabilitate.

Dacă, însă, am fi fost inițial pe porțiunea cu **rezistență dinamică negativă**, ca în desenul c) al figurii, încărcarea suplimentară a condensatorului ar fi provocat **micşorarea** curentului I prin dipol; astfel, în loc ca sarcina apărută suplimentar să fie eliminată, abaterea de la echilibru ar fi fost accentuată prin încărcarea în continuare a condensatorului. În regiunea cu rezistență dinamică negativă este, astfel, imposibilă atingerea unui nou punct de echilibru . Rezultatul imediat este părăsirea porțiunii de rezistența dinamică negativă prin **blocarea** dipolului şi continuarea încărcării cu viteză constantă a condensatorului. Vom vedea mai tîrziu, la studiul tranzistorului unijoncțiune, că încărcarea nu continuă la nesfîrşit, circuitul începînd să oscileze ciclic.

Enunţuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memoraţi)

- La circuitele cu dispozitive care nu au rezistenţă dinamică negativă soluţia sistemului de ecuaţii care stabileşte punctul static de funcţionare este unică.

- În cazul dispozitivelor cu regiuni de rezistenţă dinamică negativă, în anumite condiţii, soluţia sistemului de ecuaţii este multiplă.

- Din acest motiv, circuitul prezintă fenomenul de bistabilitate: la aceleaşi condiţii externe se poate găsi în oricare dintre două stări stabile.

- Circuitul are memorie, păstrîndu-şi starea chiar la anumite modificări ale condiţiilor externe.

- Pentru ca dispozitivul să se amorseze (printr-un salt brusc) este nevoie ca tensiunea pe dispozitiv să ajungă la tensiunea de amorsare (punctul de întoarcere a caracteristicii situat în dreapta).

- Din această cauză, aceste dispozitive pot fi utilizate ca şi comparatoare de tensiune.

- Dacă intensitatea curentului scade sub valoarea minimă de menţinere, dispozitivul se blochează; curentul de menţinere este aproximativ egal cu coordonata punctului de întoarcere din stînga.

- Datorită salturilor de amorsare şi blocare, parcurgerea caracteristicii se face cu histerezis, porţiunea cu rezistenţă dinamică negativă fiind în cea mai mare parte inaccesibilă.

- Nici înlocuirea rezistenţei de sarcină cu o sursă de curent nu permite trasarea porţiunii cu rezistenţă dinamică negativă din caracteristică, această porţiune producînd instabilitate în prezenţa unei capacităţi parazite.

- Din acest motiv, dispozitivele cu rezistenţă dinamică negativă sunt utilizate în oscilatoare.

Termeni noi

- bistabilitate	existenţa a două stări stabile diferite, pentru aceleaşi condiţii externe; starea anume în care se găseşte circuitul depinde de istoria sa;
- amorsare	trecerea bruscă, prin stări de neechilibru, din starea de curent practic nul într-o stare în care mărimea curentului este semnificativă;
- blocare	trecerea bruscă, prin stări de neechilibru, din starea amorsată în starea blocată, unde curentul este prcatic nul;
- tensiune de amorsare	valoarea tensiunii pe dispozitiv la atingerea căreia are loc saltul de amorsare;
- curent minim de menţinere	valoarea minimă posibilă a curentului în starea amorsată; la atingerea acesteia, dispozitivul se blochează;

Problemă rezolvată

Un dispozitiv ce are caracteristica din Fig. 6.10 a) este legat într-un circuit, ca în desenul b) al acelei figuri. Tensiunea sursei nu este menținută constantă ci evoluează, avînd forma de undă din desenul c). Determinați evoluția în timp a tensiunii pe dispozitiv şi a curentului.

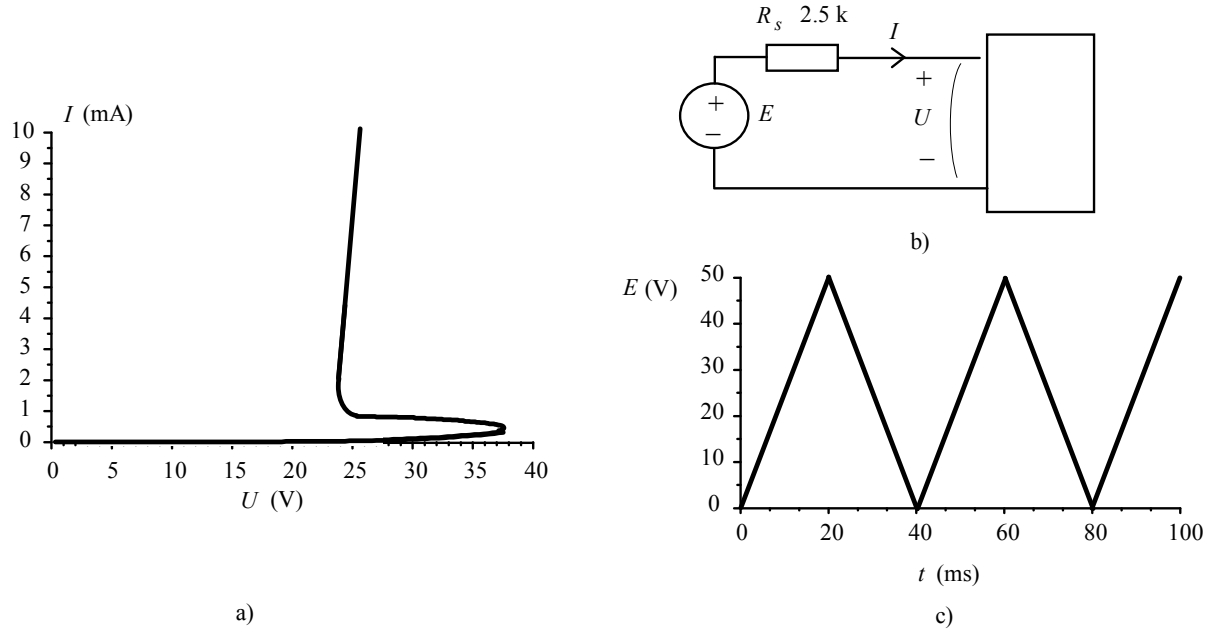


Fig. 6.10.

Rezolvare

Inițial tensiunea sursei este nulă, deci dispozitivul este blocat. Tensiunea E creşte liniar, cu o viteză de $50\ \text{V}/20\ \text{ms} = 2.5\ \text{V/ms}$ şi cît timp aceasta nu ajunge la tensiunea de amorsare, dispozitivul rămîne blocat. În stare de blocare $I = 0$, căderea de tensiune pe rezistență e nulă şi, deci, $U(t) = E(t)$, aşa cum se vede în Fig. 6.11 a), unde am desenat cu linie punctată evoluția lui E. Pentru a afla cît durează această situație, trebuie să estimăm din caracteristică tensiunea de amorsare. Aceasta este de 38 V şi sursei E îi trebuie $\dfrac{38\ \text{V}}{2.5\,\text{V/ms}} = 15.2\ \text{ms}$ ca să ajungă la ea. În concluzie starea de blocare durează primele 15.2 ms.

La atingerea tensiunii de amorsare are loc saltul specific dispozitivelor cu rezistență dinamică negativă şi valoarea tensiunii U pe dispozitiv se prăbuşeşte brusc la valoarea tensiunii reziduale, pe care o citim din grafic: aproximativ 25 V. În consecință, la $t = 15.2\ \text{ms}$, curentul creşte brusc de la zero la $\dfrac{38\ \text{V} - 25\ \text{V}}{2.5\ \text{k}\Omega} = 5.2\ \text{mA}$, după cum se vede în graficul din Fig. 6.11 b). În continuare, atîta timp cît dispozitivul rămîne amorsat, tensiunea pe el va fi practic 25 V iar curentul va evolua conform ecuației

$$I(t) = \frac{E(t) - 25\ \text{V}}{2.5\ \text{k}\Omega};$$

cum variaţia lui E este liniară, liniară va fi şi evoluţia curentului. El va atinge valoarea maximă odată cu tensiunea E , ajungînd acolo la $(50\ \text{V} - 25\ \text{V})/2.5\ \text{k}\Omega = 10\ \text{mA}$. Cît timp va rămîne dispozitivul în starea amorsată ? Dacă am uitat, ne întoarcem pe pagina anterioară şi aflăm că valoarea curentului trebuie să scadă pînă la valoarea minimă de menţinere. Din caracteristică, aceasta rezultă a fi la 1 mA. Introducem în expresia curentului şi găsim tensiunea E

$$1\ \text{mA} = \frac{E(t) - 25\ \text{V}}{2.5\ \text{k}\Omega} \Rightarrow E = 25\ \text{V} + 2.5\ \text{V} = 27.5\text{V}.$$

.

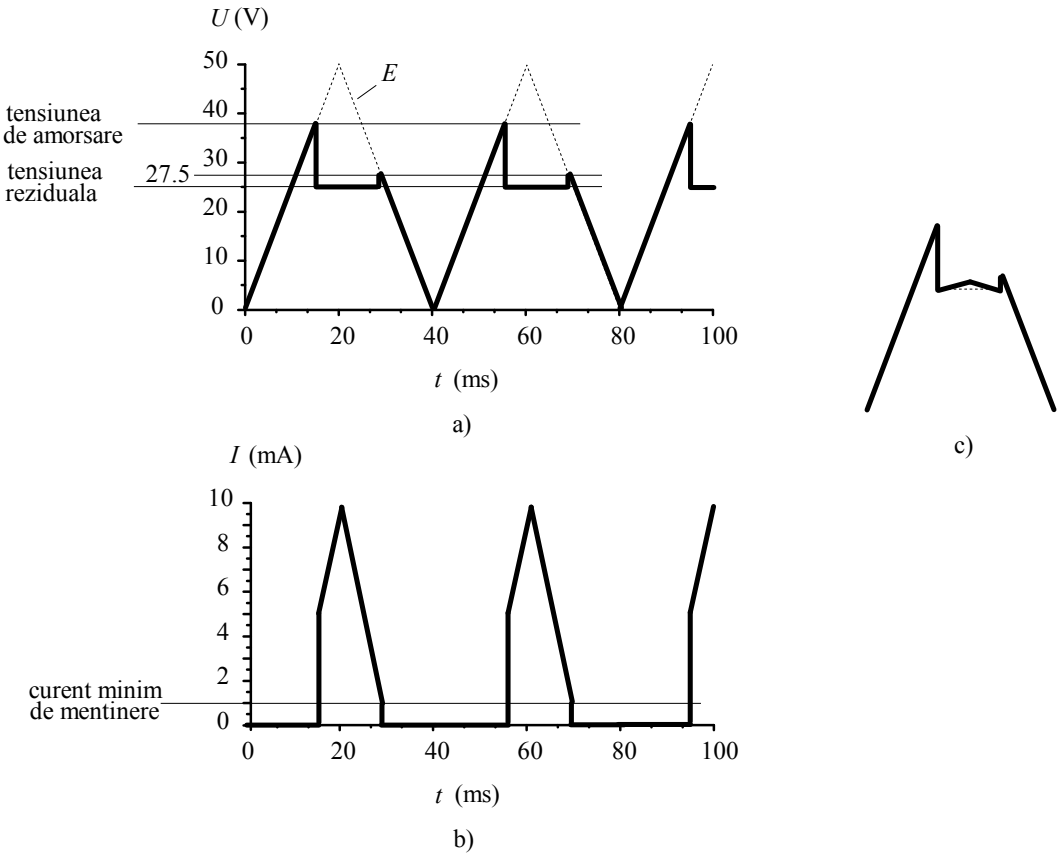


Fig. 6.11.

Ca să coboare de la valoarea maximă de 50 V pîna la această valoare, trebuie să treacă un timp de $\frac{50\ \text{V} - 27.5\ \text{V}}{2.5\,\text{V/ms}} = \frac{22.5\ \text{V}}{2.5\,\text{V/ms}} = 9\ \text{ms}$. La momentul (20 + 9) ms = 29 ms, dispozitivul se blochează: curentul sare brusc la zero iar tensiunea pe dispozitiv se schimbă de la valoarea reziduală de 25 V la valoarea lui E din acel moment, adică la 27.5 V. În continuare, dispozitivul fiind blocat, curentul este nul iar tensiunea U este identică cu E. Cum forma de undă a sursei de tensiune este periodică, la momentul $t = 40\ \text{ms}$ ciclul se reia.

Dacă suntem exagerat de scrupuloşi putem ţine seama că, după amorsare, tensiunea pe dispozitiv creşte puţin la creşterea curentului, fiind de 26 V la curentul de 10 mA. Putem corecta, astfel, evoluţia tensiunii U, ca în desenul c) al figurii.

Probleme propuse

P 6.1.1. Un dispozitiv cu rezistență dinamică negativă are o caracteristică de forma celei din Fig. 6.12. Tensiunea de amorsare este de 25 V, tensiunea reziduală în starea amorsată este de 15 V iar curentul minim de menținere are valoarea de 0.2 mA. Dispozitivul este polarizat cu o sursă de tensiune de 20 V legată în serie cu o rezistență de 5 kΩ. Unde se găseşte punctul de funcționare al circuitului, şi care este starea sa (amorsată sau blocată) ?

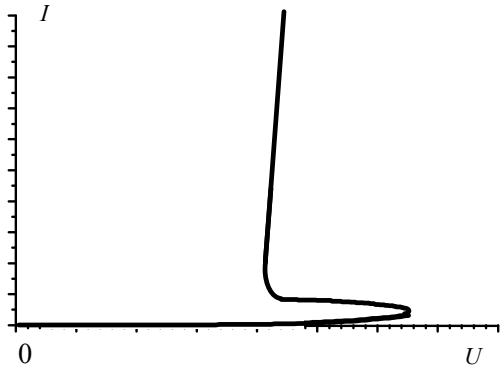


Fig. 6.12.

P 6.1.2. Tensiunea sursei este crescută la 30 V. Estimați unde se va găsi noul punct de funcționare şi în ce stare se găseşte circuitul.

P 6.1.3. Cu aceeaşi tensiune a sursei de 30 V, rezistența externă este crescută la valoarea 150 kΩ. În ce stare se va găsi circuitul ?

P 6.1.4. Un bec cu neon pentru semnalizarea funcționării unui fier de călcat are tensiunea reziduală în stare amorsată de 100 V şi, pentru a fi vizibil, are nevoie de un curent de aproximativ 0.3 mA. Ce rezistență trebuie montată în serie cu becul, pentru a asigura acest regim de funcționare cînd circuitul este alimentat la rețea ?

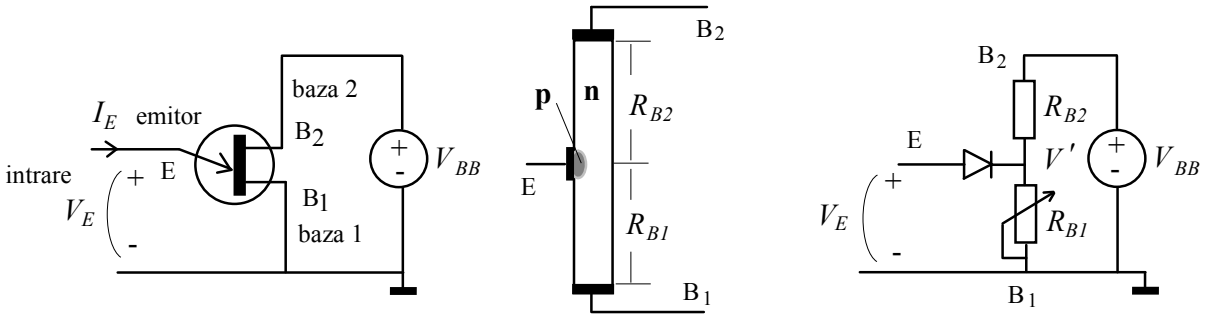
P 6.1.5. Cum trebuie să fie tensiunea de amorsare a becului din problema precedentă, pentru a nu avea nevoie de dispozitive speciale pentru aprindere (tuburile fluorescente au).

P 6.1.6. Şi acum, o întrebare mai delicată. În stare amorsată, printr-un tub flurescent utilizat la iluminare, curentul este alternativ şi trece de două ori într-o perioadă prin valoarea nulă. În consecință, tubul ar trebui să se blocheze şi să aibă nevoie să fie amorsat din nou la fiecare semiperioadă. Ştiți bine că nu aceasta este situația, amorsarea se face numai la pornirea tubului. Ce semnificație are, pentru tub, caracteristica statică ?

6.2. Tranzistorul unijoncţiune

2.A. Structură şi simbol

Primul dispozitiv cu rezistenţă dinamică negativă pe care îl studiem este **tranzistorul unijoncţiune** (prescurtat TUJ în lb. română şi UJT în lb. engleză), numit la începuturi şi **diodă cu bază dublă**. El a fost creat pentru a fi utilizat în **oscilatoare de relaxare** pentru producerea unor tensiuni cu formă de undă periodică triunghiulară şi a unor pulsuri de curent scurte şi intense. Tranzistorul unijoncţiune este **un dispozitiv cu trei terminale**, folosit pentru **caracteristica sa de intrare care are o regiune de rezistenţă dinamică negativă**. Simbolul său este prezentat în Fig. 6.1 a) într-un circuit tipic; între cele două **baze** se aplică tensiunea continuă V_{BB}, de ordinul 10-30 V, iar caracteristica de intrare se defineşte între **emitorul** E şi baza B_1.



a) b) c)

Fig. 6.13. Tranzistorul unijoncţiune: simbol (a), structură fizică (b) şi model (c).

Deoarece structura sa este simplă, merită să ne ocupăm de principiul său de funcţionare, cu speranţa de a vedea **cum apare rezistenţa dinamică negativă.** Una din variantele sale constructive, simplificată, este reprezentată în Fig. 6.13 b). Unei bare de siliciu de tip *n* i se ataşează la capete contacte metalice, care constituie cele două baze, B_1 şi B_2. Pe această bară, aproximativ la jumătate, se realizează prin dopare, o joncţiune pn, regiunea *p* fiind conectată la terminalul extern al **emitorului**.

În absenţa curentului de emitor, tranzistorul poate fi modelat ca în desenul c). Între punctul unde s-a realizat joncţiunea şi baze există "rezistenţele" electrice R_{B1} şi R_{B2}, suma lor fiind egală cu "rezistenţa" **interbază** R_{BB}, de ordinul a 5-10 kΩ.. Am folosit aici ghilimele, deoarece materialul este semiconductor şi comportarea nu este aceea a unui rezistor: de exemplu R_{BB} depinde de valoarea tensiunii V_{BB}. În continuare, însă, din comoditate, vom renunţa la ghilimele. Rezistenţa R_{B1} a fost desenată ca una reglabilă deoarece, aşa cum vom vedea, valoarea ei se schimbă datorită golurilor aduse de curentul de emitor.

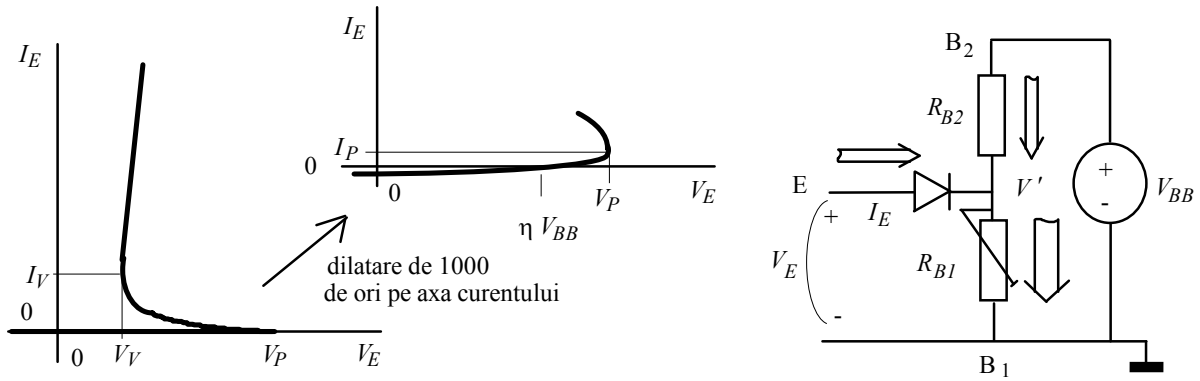
Cele două rezistenţe se comportă ca un divizor de tensiune fără sarcină şi determină un potenţial al punctului de interconexiune egal cu

$$V' = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{BB} = \frac{R_{B1}}{R_{BB}} V_{BB} = \eta V_{BB} \quad \text{cu } \eta = \frac{R_{B1}}{R_{BB}} \quad . \tag{6.2}$$

Factorul adimensional $\eta = R_{B1}/R_{BB}$ este numit **raport de divizare intrinsec (intrinsic standoff ratio** în lb. engleză); pentru cele mai multe tipuri de TUJ el este aproximativ egal cu $1/2$.

2.B. Cum apare rezistența dinamică negativă

Păstrînd tensiunea V_{BB} constantă, să investigăm caracteristica de intrare I_E în funcție de potențialul V_E (Fig 6.14). Atît timp cît $V_E \le V'$, joncțiunea este blocată şi prin ea curentul este practic nul. De fapt, curentul de emitor nu este chiar zero ci are valori de ordinul zecilor de nA, ca la orice diodă cu siliciu polarizată invers. Evoluția acestuia poate fi observată pe detaliul din aceeaşi figură. Pentru ca joncțiunea să se deschidă este nevoie ca potențialul V_E să fie cu aproximativ 0.6 V mai ridicat decît $V' = \eta V_{BB}$.



$V_P = \eta V_{BB} + 0.6$ V

Fig. 6.14. Caracteristica de intrare a tranzistorului unijoncțiune.

În momentul în care joncțiunea începe să se deschidă ($V_E \cong \eta V_{BB} + 0.6$ V) un curent de goluri (purtători de sarcină pozitivi) este injectat în bară prin contactul emitorului. Curentul electric se întoarce la masă prin contactul B_1, pe unde sosesc electroni ce neutralizează golurile. Scriind bilanțul curenților

$$I_E + \frac{V_{BB} - V'}{R_{B2}} = \frac{V'}{R_{B1}} \tag{6.3}$$

obținem evoluția potențialului intern V'

$$V' = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{BB} + I_E \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}. \tag{6.4}$$

Dacă R_{B1} şi R_{B2} ar fi fost **rezistoare,** rezistențele lor nu s-ar fi modificat datorită creşterii curentului I_E; astfel, primul termen al sumei din relația anterioară ar fi rămas constant iar al doilea ar fi crescut. În consecință, V' ar fi crescut la creşterea lui I_E şi, cum $V_E \cong V' + 0.6$ V (tensiunea pe joncțiunea deschisă creşte extrem de puțin), împreună cu el ar fi crecut şi potențialul emitorului.

În cazul tranzistorului unijoncțiune însă, lucrurile se întîmplă cu totul altfel. Apariția în porțiunea inferioară a barei de siliciu a unor purtători suplimentari determină **scăderea semnificativă a rezistenței R_{B1},**

deoarece concentraţia iniţială de purtători liberi nu era prea mare. În consecinţă, raportul $\frac{R_{B1}}{R_{B1}+R_{B2}}$ se micşorează. Scăderea acestui raport este atît de accentuată încît, deşi I_E creşte, ambii termeni ai relaţiei (6.3) scad, ducînd la scăderea lui V'. Astfel, tensiunea pe joncţiune $V_E - V'$ creşte şi mai mult ducînd în continuare la creşterea curentului de emitor ş.a.m.d.. Acesta este un fenomen de **reacţie pozitivă**, în care efectul (creşterea lui I_E) accentuează cauza care l-a produs (deschiderea diodei). Deşi tensiunea pe joncţiune creşte cu cîteva zecimi de volt, datorită prăbuşirii potenţialului intern V' **tensiunea emitorului** V_E **scade puternic la creşterea curentului de emitor.**

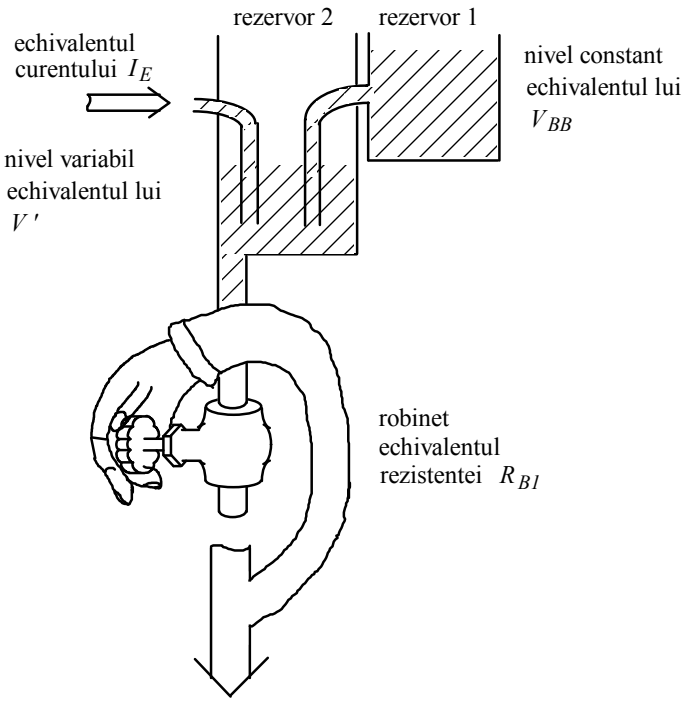


Fig. 6.15. Reacţia pozitivă responsabilă de apariţia rezistenţei dinamice negative: debitul deschide el însuşi robinetul prin care trece.

Avem de-a face aici cu un efect cu importanţă excepţională în viaţa de fiecare zi şi atît de utilizat în electronică încît îi vom dedica două capitole speciale: este **reacţia (feed-back** în limba engleză). O consecinţă (creşterea curentului prin rezistenţa R_{B1}) acţionează asupra cauzei care a produs-o (deschiderea joncţiunii datorată creşterii diferenţei de potenţial $V_E - V'$) . Aceasta se întîmplă deoarece creşterea curentului provoacă ea însăşi scăderea rezistenţei R_{B1} prin care trece, aşa cum se poate observa în echivalentul hidraulic din Fig. 6.15.

Nu este prima dată cînd întilniţi reacţia, ea era o prezenţă tăcută în majoritatea sistemelor fizice pe care le-aţi studiat. Deplasarea punctului material pe fundul gropii de potenţial din Fig. 6.16 a) conduce la apariţia unei forţe ce produce o acceleraţie care, în timp, determină o deplasare a punctului material în sens invers deplasării iniţiale. Spunem că reacţia este **negativă**, ea avînd tendinţa să diminueze orice modificare a stării.

Reacţia negativă este responsabilă pentru caracterul stabil al echilibrului.

Ori de cîte ori scriem ecuaţii pentru regimul de curent continuu (un regim de echilibru dinamic stabil), nu facem decît să exprimăm mai sintetic nişte proprietaţi ale unei mulţimi de stări; reacţia negativă detemină însă, de fiecare dată, ca circuitul să rămînă stabil în fiecare din aceste stări. Caracteristica statică ascunde, deci, în spatele ei, efortul depus de reacţia negativă. Chiar în cazul banal al divizorului rezistiv, dacă scriem ecuaţiile circuitului şi le reprezentăm prin blocuri (desenul b al figurii), reacţia negativă este evidentă: creşterea curentului determină creşterea potenţialului V_A care, la rîndul ei, prin legea lui Ohm pe rezistenţa R_1, provoacă scăderea curentului.

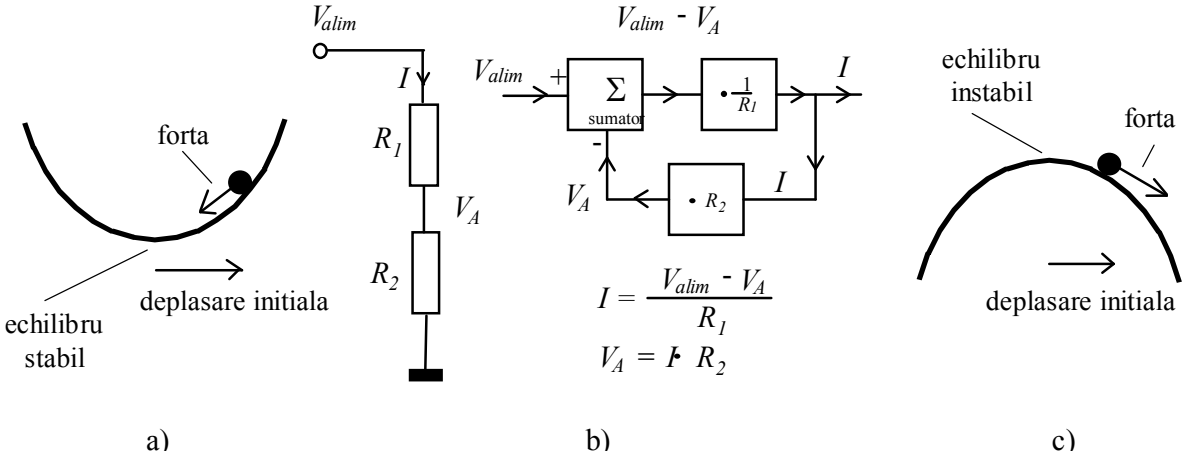


Fig. 6.16. Reacţia negativă produce stabilitatea echilibrului (a şi b), pe cînd reacţia pozitivă determină instabilitatea acestuia (c).

Observaţie În schema bloc din desenul b), dreptunghiurile reprezintă diferite operaţii matematice (sumare, înmulţire cu constante, etc) pe cînd liniile cu săgeţi simbolizează modul în care mărimile de stare ale circuitului sunt prelucrate de aceste operaţii. Este, de fapt, o reprezentare grafică a sistemului de două ecuaţii scris mai jos. Nu confundaţi acest tip de scheme bloc cu schemele circuitelor unde liniile reprezintă conductoarele de legătură prin care circulă curenţi electrici.

Spre deosebire de această situaţie, în cazul sistemului din Fig.6.16 c) forţa care apare ca urmare a deplasării produce, la rîndul ei, o deplasare în acelaşi sens, accentuînd deplasarea iniţială. Reacţia este **pozitivă** şi sistemul nu se mai întoarce spre poziţia de echilibru. Dacă exista un punct de echilibru, acela era instabil şi la o fluctuaţie, oricît de mică, reacţia pozitivă îndepărtează rapid sistemul de acea stare, fără posibilitatea atingerii unui nou echilibru.

Deşi simplu, exemplul din Fig.6.16 c) este unul atipic. În general, pentru a provoca instabilitatea sistemului gradul de reacţie pozitivă trebuie să depăşească o anumită valoare critică (vom defini riguros gradul de reacţie în alt capitol, aici este suficient să ştim că reacţiile pot fi mai slabe sau mai intense).

Dacă reacţia pozitivă depăşeşte un anumit grad critic, ea provoacă instabilitatea sistemului.

Înţelegem acum de ce porţiunea de caracteristică cu rezistenţă dinamică negativă nu putea fi investigată experimental: strict vorbind, ea nici nu există, reacţia pozitivă face întregul circuit instabil şi în absenţa unei stări de echilibru nu putem vorbi de un punct static de funcţionare.

Să revenim la caracteristica tranzistorului unijoncţiune. Scăderea potenţialului emitorului la creşterea curentului de emitor, reprezentată prin porţiunea de pantă negativă, nu continuă la nesfîrşit deoarece la curenţi I_E mai mari concentraţia de purtători injectaţi ajunge atît de mare încît devin dominante alte procese care scurtează durata lor de viaţă. Astfel, R_{B1} scade din ce în ce mai lent şi, datorită creşterii lui I_E, creşterea termenului al doilea al relaţiei (6.3) începe să domine scăderea lentă a primului termen. De la o anumită valoare a lui I_E, potenţialul V' şi, corespunzător, potenţialul emitorului, încep din nou să crească. Reacţia a devenit din nou negativă şi regiunea cu rezistenţă dinamică negativă s-a încheiat.

Textele care au descris primele tranzistoare unijoncţiune realizate obişnuiau să deseneze caracteristica de intrare în coordonate $V_E = f(I_E)$, ca în Fig 6.16. În acest mod, punctul în care tensiunea avea un maxim apărea ca un "vîrf" (peak în lb. engleză) iar cel în care tensiunea avea un minim apărea ca o "vale" (valley în lb. engleză). Aceste puncte sunt extrem de importante pentru că delimitează regiunea cu rezistenţa dinamică

negativă, iar coordonatele lor sunt date în foile de catalog şi sunt esenţiale în proiectarea aplicaţiilor. Cum în limba română cuvîntul vîrf începe cu aceeaşi literă ca şi vale, vom utiliza, ca peste tot în ştiinţă, **termenul de jargon "pic".**

Deşi azi se lucrează cel mai frecvent în coordonatele $I_E = f(V_E)$, denumirile de pic şi vale s-au păstrat şi sunt utilizate sistematic atunci cînd este vorba despre tranzistoare unijoncţiune. Curenţii de pic sunt de ordinul a zece microamperi, pe cînd cei de vale sunt de aproape 1000 de ori mai mari, de ordinul a zece miliamperi. Tensiunea de vale depinde slab de valoarea tensiunii interbază V_{BB} şi este în domeniul 1-3 V.

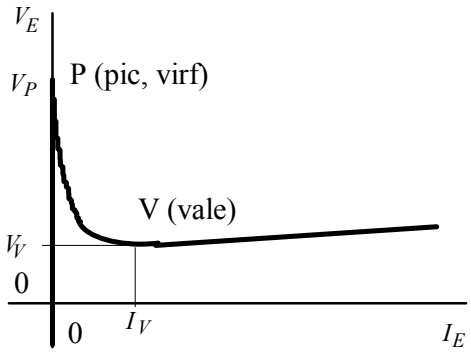


Fig. 6.16. Aceeaşi caracteristică de intrare a tranzistorului unijoncţiune, desenată cu tensiunea în funcţie de curent.

Comparînd caracteristica TUJ din Fig. 6.14 cu caracteristica considerată la sectiunea 6.1 pentru un dipol oarecare cu rezistenţă dinamică negativă, constatăm că au aceeaşi formă. Tensiunea de amorsare se numeşte la TUJ tensiune de vîrf, tensiunea reziduală este practic tensiunea de vale iar curentul minim de menţinere este curentul de vale. Poate că e bine să ne construim un "dicţionar", ca în Tabelul 6.1.

Tabelul 6.1
Termeni utilizaţi la TUJ

Termeni generali pentru dispozitive cu rezistenţă dinamică negativă	Termeni utilizaţi la TUJ
tensiune de amorsare	tensiune de vîrf (pic)
tensiune reziduală	tensiune de vale
curent minim de menţinere	curent de vale

Merită să comentăm o caricatură, prezentată de aproape toate textele introductive despre TUJ, drept caracteristica sa statică (Fig. 6.17). În primul rînd, pe axe nu sunt trecute gradaţiile: scalele nu sunt de nici un tip, nici liniare, nici logaritmice (pe o scală logaritmică nu poate apărea valoarea zero pentru simplul motiv că $\log(0) = -\infty$). De aceea, curentul de pic apare doar de cîteva ori mai mic decît cel de vale. De unde vine acest desen, reprodus cu o consecvenţă demnă de cauze mai bune ? Este **schiţa calitativă** prezentată în prima pagină a foilor de catalog **pentru definirea** punctelor de pic şi vale. Şi cum autorii respectivi nu s-au aventurat dincolo de prima pagină (şi, bineînţeles, nici să măsoare sau să utilizeze un astfel de tranzistor) ...

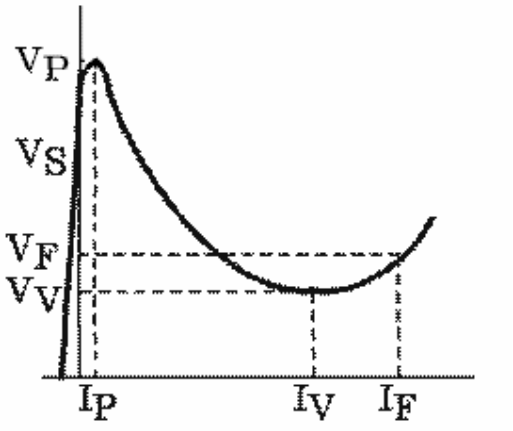


Fig. 6.17.

2.C. Aplicaţia tipică: oscilatorul de relaxare

În fizică şi electronică sunt întîlnite frecvent oscilaţii de un tip special, numite **oscilaţii de relaxare**. Caracteristicile lor esenţiale pot fi enunţate pe un exemplu simplu: oscilaţiile nivelului apei într-o cadă de baie, între două praguri:

-există un rezervor (cada) pentru mărimea care va oscila (cantitatea de apă);

-există un proces continuu de alimentare a rezervorului: robinetul de alimentare este lăsat deschis;

-există un dispozitiv care determină momentul cînd nivelul apei atinge pragul superior (nivelul maxim permis): de exemplu un operator uman;

-în momentul atingerii pragului superior se deschide o cale de golire a rezervorului, cu debitul mai mare decît cea de alimentare: se scoate, de exemplu, dopul de evacuare;

-există un dispozitiv care determină momentul cînd nivelul apei atinge pragul inferior (nivelul minim permis): de exemplu un operator uman;

-în momentul atingerii pragului inferior se închide calea de golire a rezervorului.

Un asemenea oscilator de relaxare poate fi realizat cu un TUJ, un condensator de capacitate C şi o sursă ideala de curent cu intensitatea I_0, legate ca în Fig. 6.18 a). Pentru ca circuitul să oscileze trebuie ca $I_P < I_0 < I_V$; aceste condiţii cer, de fapt, aşa cum se poate vedea în figură, ca, în absenţa condensatorului, **punctul de funcţionare** intersecţia curbelor să fie **în regiunea de rezistenţă dinamică negativă**.

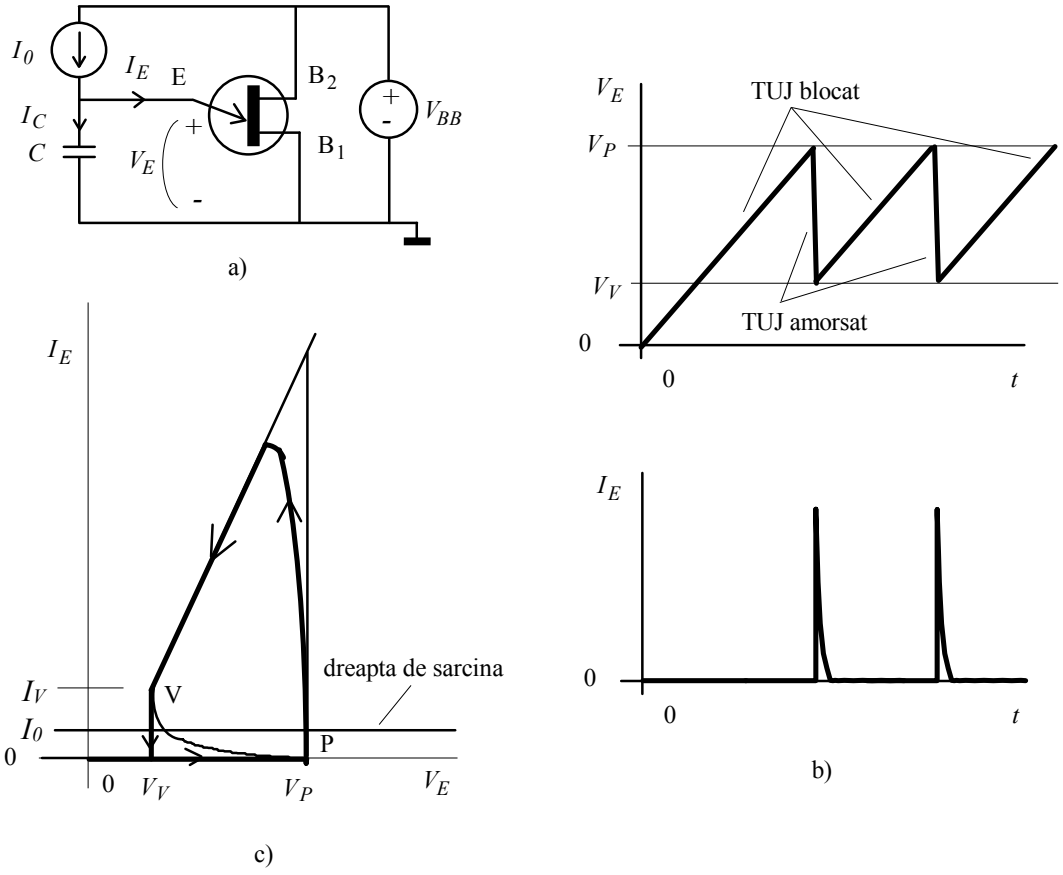


Fig. 6.18. Oscilator de relaxare cu TUJ şi sursă de curent: schema circuitului (a), evoluţia în timp a potenţialului emitorului şi a curentului de emitor (b) şi evoluţia ciclică a punctului de funcţionare în planul caracteristicii de intrare (c)

Rolul rezervorului îl joacă aici condensatorul, mărimea care oscilează fiind sarcina electrică înmagazinată pe condensator şi, în consecinţă, tensiunea V_E . Calea de alimentare este furnizată de sursa de curent. Cine îndeplineşte însă toate celelalte funcţii (comparaţia cu cele două praguri, calea de golire şi comanda acesteia) ? Ei bine, aşa cum vom vedea, dacă alegem intensitatea I_0 să îndeplinească relaţia specificată mai sus, tranzistorul unijoncţiune îndeplineşte toate aceste funcţii: el efectuează comparaţia cu cele două praguri (tensiunea de pic şi tensiunea de vale), el îşi schimbă starea prin salturile de amorsare şi blocare şi el oferă chiar şi calea de golire, prin curentul său de emitor. Astfel, după cum se vede în desenul b) al figurii,

tensiunea pe condensator evoluează ciclic între valoarea tensiunii de pic V_P a tranzistorului şi valoarea tensiunii sale de vale, V_V.

Creşterea se face liniar, cu viteza $dV_E/dt = I_C/C$ constantă, iar coborîrea se face rapid, într-un interval de timp, mult mai mic. Obţinem o formă de undă care se numeşte în electronică "dinţi de fierăstrău". Pe de altă parte, evoluţia în timp a curentului de emitor constă într-o serie de pulsuri scurte şi intense. Lăţimea pulsurilor este determinată de capacitatea condensatorului şi "rezistenţa" oferită de tranzistor pentru descărcarea sa.

Perioada oscilaţiilor poate fi foarte bine aproximată cu

$$T_{osc} \cong \frac{V_P - V_V}{I_0} C \qquad (6.5)$$

Coordonatele punctelor de pic şi de vale nu sunt controlate tehnologic decît aproximativ, astfel că ele au variaţii semnificative de la exemplar la exemplar, nefiind, deci, perfect predictibile pentru exemplarul care va fi montat în circuit. Din acest motiv, calculul performaţelor circuitelor se face cu o aproximaţie în jurul a 10 %.

Cum V_{BB} are valori peste 10 V, cei 0.6 V din expresia tensiunii de pic se pot neglija în comparaţie cu ηV_{BB}, aşa că $V_P \cong \eta V_{BB}$. În plus, tensiunea de vale are valori de ordinul a 1 V şi nici măcar nu este specificată în foile de catalog. Ajungem, în final la relaţia aproximativă

$$T_{osc} \cong \frac{\eta V_{BB}}{I_0} C \qquad (6.6)$$

frecvenţa fiind

$$f_{osc} \cong \frac{I_0}{\eta V_{BB} C} \qquad (6.6')$$

Frecvenţa oscilaţiilor este proporţională cu intensitatea sursei de curent.

Din acest motiv, această frecvenţă poate fi comandată electronic prin curentul I_0; circuitul poate fi utilizat ca un **convertor liniar curent-frecvenţă**.

Pentru a avea, însă, oscilaţii, intensitatea sursei ideale de curent trebuie să îndeplinească relaţia

$$\boxed{I_P < I_0 < I_V}. \qquad (6.7)$$

şi, în plus, complianţa sursei de curent trebuie să-i permită acesteia să aducă potenţialul V_E la valoarea de amorsare V_P. Chiar şi aşa, putem să reglăm continuu frecvenţa, fără să schimbăm condensatorul, aproape pe un domeniu de la 1 la 1000 .

Dacă doriţi, puteţi urmări pas cu pas ce se întîmplă în circuit, pe diagrama curent-tensiune din Fig. 6.18 c). Considerăm că la momentul $t = 0$ conectăm condensatorul de capacitate C, **iniţial descărcat**. Cum tensiunea pe condensator nu poate suferi variaţii instantanee (deoarece este proporţională cu sarcina electrică înmagazinată, $V_E = Q/C$), condenatorul forţează în primul moment la zero potenţialul emitorului, aducînd punctul de funcţionare în origine, unde $I_E = 0$. Deşi tensiunea V_E începe să crească şi punctul de funcţionare se deplasează pe porţiunea 0P a caracteristicii, tranzistorul rămîne blocat. Întregul curent I_0 curge înspre condensator, tensiunea sa crescînd cu liniar cu timpul (cu viteză constantă), deoarece $dV_E/dt = I_C/C$. Riguros vorbind, odată cu apropierea de punctul de "vîrf" P, curentul de emitor I_E începe să crească, scăzînd curentul I_C ($I_0 = \text{constant}$) şi condensatorul se încarcă cu viteză din ce în ce mai mică.

Dacă am fi ales iniţial curentul sursei ideale mai mic decît curentul de vîrf al tranzistorului, $I_0 < I_P$, procesul de încărcare s-ar fi oprit pînă la atingerea punctului P, acolo unde I_E l-ar fi egalat pe I_0 şi circuitul ar fi ajuns într-o stare de echilibru, pe care ar fi păstrat-o un timp nedefinit.

Noi am stabilit, însă, curentul I_0 să fie mai mare decît curentul de la punctul de vîrf $I_0 > I_P$; în această situaţie, chiar şi în punctul P condensatorul continuă să se încarce şi să mărească potenţialul V_E al emitorului. Acest lucru nu se mai poate face, însă, pe ramura 0P a caracteristicii şi circuitul comută brusc pe cealaltă ramură de stabilitate. Dacă timpul de comutare este atît de scurt încît condensatorul nu are timp să se descarce semnificativ, saltul se face la tensiune constantă adică pe o linie verticală (desenată punctat în figură). În realitate, saltul nu este instantaneu şi traiectoria este curbată, cu atît mai mult cu cît capacitatea C este mai mică.

În urma acestui salt, curentul de emitor ajunge la valori foarte mari, de ordinul amperilor, mult mai mare decît I_0, şi condensatorul se descarcă extrem de repede prin tranzistor. Scăderea tensiunii pe condensator coboară rapid potenţialul V_E, punctul de funcţionare coborînd pe caracteristică. Odată cu scăderea potenţialului V_E, scade şi curentul I_E, descărcarea condensatorului făcîndu-se din ce în ce mai lent. Dacă am ales fi ales curentul I_0 mai mare decît curentul de vale, $I_0 > I_V$, la un moment dat curentul I_E, scăzînd, ar fi egalat curentul I_0, oprind descărcarea condensatorului înainte ca punctul de funcţionare să fi ajuns la punctul de vale. Circuitul ar fi ajuns, astfel, într-o stare de echilibru pe care nu ar mai fi părăsit-o.

Am avut, însă, grijă ca valoarea curentului I_0 să fie mai mică decît aceea a curentului de vale; chiar şi la atingerea punctului de vale, condensatorul continuă să se descarce, potenţialul V_E scăzînd. Acest lucru nu poate continua pe porţiunea de rezistenţă dinamică negativă deoarece acolo potenţialul V_E creşte. Astfel, dispozitivul este obligat să comute pe cealaltă ramură de stabilitate, saltul avînd loc la V_E aproape constant. În urma acestui salt, curentul I_E devine practic nul şi procesul de încărcare al condensatorului cu viteza $dV_E/dt = I_0/C$ constantă se reia. Se ajunge din nou în punctul de vîrf şi procesul continuă la nesfîrşit.

Cînd nu suntem pretenţioşi în privinţa formei de undă generate, putem simplifica structura oscilatorului de relaxare cu TUJ, înlocuind sursa ideală de curent cu un rezistor conectat la tensiunea V_{REF}, ca în Fig. 6.19. Condiţiile care trebuie îndeplinite pentru ca circuitul să oscileze se obţin în acelaşi mod ca la exemplul precedent, exprimînd curenţii prin rezistor în punctele critice V şi P prin legea lui Ohm:

$$\boxed{\begin{aligned} I_P &< \frac{V_{REF} - V_P}{R} \\ \frac{V_{REF} - V_V}{R} &< I_V \end{aligned}} \tag{6.8}$$

sau, sub o altă formă,

$$\boxed{V_P + I_P R < V_{REF} < V_V + I_V R} \tag{6.8'}$$

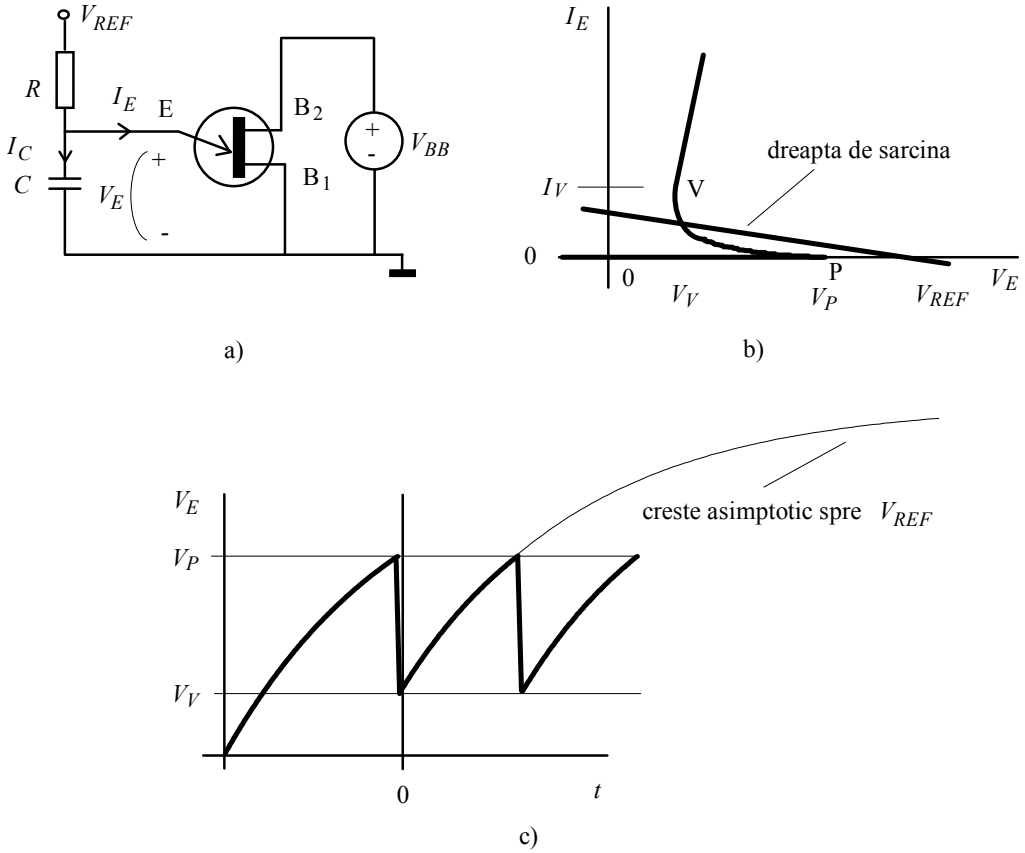


Fig. 6.19. Oscilator de relaxare cu TUJ şi rezistenţă: schema circuitului (a), poziţia dreptei de sarcină în planul caracteristicii de intrare (b) şi evoluţia în timp a potenţialului de emitor (c).

De data aceasta, încărcarea condensatorului pornind de la tensiunea V_V nu se mai face liniar în timp, ci după legea

$$V_E = V_V + (V_{REF} - V_V)\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \tag{6.9}$$

care tinde asimptotic la V_{REF} (am ales originea timpului în momentul blocării tranzistorului, ca în desenul b al figurii). Evoluția spre asimptotă este încheiată aproximativ la momentul T_{osc}, cînd tensiunea V_E a ajuns la valoarea tensiunii de pic V_P; astfel

$$\boxed{T_{osc} \cong RC \ln \frac{V_{REF} - V_V}{V_{REF} - V_P}} \quad (6.10)$$

Şi în acest caz putem controla electronic frecvența de oscilație, prin tensiunea continuă V_{REF}, dar dependența nu mai este una liniară.

Dacă nu dorim să controlăm electronic frecvența, legăm capătul rezistenței R la tensiunea fixă V_{BB}. Cu aceleaşi aproximații ca şi la oscilatorul cu sursă de curent, obținem relația

$$\boxed{T_{osc} \cong RC \ln \frac{V_{BB}}{V_{BB} - \eta V_{BB}} = RC \ln \frac{1}{1-\eta}} \quad (6.11)$$

care, pentru valoarea tipică $\eta = 0.5$, conduce la

$$\boxed{T_{osc} \cong 0.7RC} \quad (6.11')$$

În aproximația în care a fost dedusă relația precedentă, **perioada oscilațiilor este insensibilă la variațiile accidentale ale tensiunii de alimentare**, un avantaj interesant pentru aplicațiile ieftine în care alimentarea nu este stabilizată.

Oscilatoarele de relaxare cu TUJ au, în general, două tipuri de aplicații:

a) Generarea unei tensiuni electrice oscilante, în formă de dinți de fierăstrău (sau aproximativ, cu arce de exponențială, ca în Fig. 6.19 c). Această formă de undă este utilizată, spe exemplu, pentru deplasarea pe orizontală a spotului unui osciloscop. Trebuie să avem grijă, însă, ca circuitul care utilizează această tensiune, prin curentul absorbit, să nu afecteze semnificativ bilanțul de curenți din nodul emitorului. Cel mai bine este să utilizăm un etaj de separare care să poată furniza un curent mare pe rezistența de sarcină absorbind un curent extrem de mic din nodul de emitor.

b) Generarea unor pulsuri intense şi scurte de curent. Prin amorsarea TUJ, punctul de funcționare ajunge la valori ale curentului de emitor foarte mari (de ordinul amperilor) şi sarcina $\Delta Q = C(V_P - V_V)$ este rapid evacuată din condensator prin baza B_1 a tranzistorului. Astfel, în Fig. 6.20, aceste pulsuri de curent sunt utilizate pentru amorsarea unui dispozitiv numit tiristor, prin trimiterea unor pulsuri de curent în poarta sa, notată cu G. Transformatorul face separația galvanică între rețeaua de alimentare de 220 V, astfel încît circuitul de comandă ce conține tranzistorul TUJ este "flotant" şi poate fi atins fără pericol.

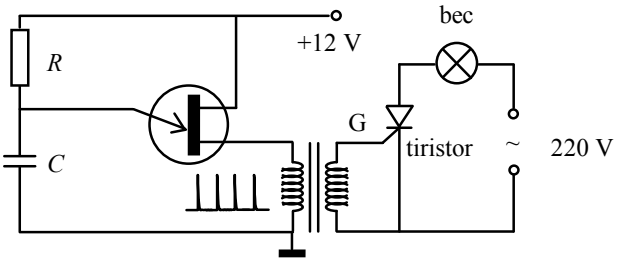


Fig. 6.20. Comanda unui tiristor cu pulurile de curent generate de un oscilator de relaxare cu TUJ.

2.D. Cîte joncţiuni are tranzistorul unijoncţiune programabil

Odată cu trecerea la construirea sa din siliciu, în anul 1956, tranzistorul unijoncţiune devine un dispozitiv consacrat, folosit pe scară largă în proiectare. Raportul de divizare η , ca şi curenţii de pic şi de vale, nu puteau fi însă modificaţi în aplicaţii, fapt resimţit negativ de proiectanţi. Din acest motiv, în 1967, acestora li se oferă un nou dispozitiv, cu aceeaşi comportare, dar la care raportul de divizare putea fi programat extern prin raportul a două rezistenţe. De asemenea, tot prin valorile acestor rezistenţe era posibilă modificarea curenţilor de pic şi de vale Şi cum denumirea de tranzistor **unijoncţiune** se încetăţenise, noul dipozitiv a primit numele de **tranzistor unijoncţiune programabil**.

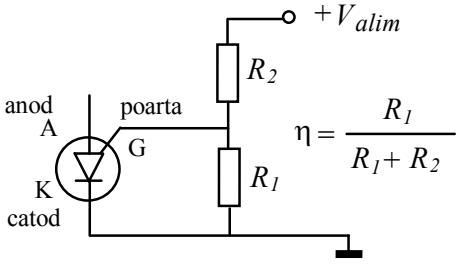


Fig. 6.21. Tranzistorul unijoncţiune programabil.

Electronica este o disciplină extrem de pragmatică: pentru proiectanţi şi utilizatori structura reală a dispozitivului este puţin relevantă. De fapt, tranzistorul unijoncţiune programabil conţine patru straturi de tip *p* şi de tip *n*, alternate, între care se formează **trei joncţiuni**. Simbolul său este cel din Fig. 6.21, unde am desenat şi rezistenţele care programează raportul de divizare. Tranzistorul unijoncţiune programabil este similar ca structură unui alt dispozitiv, tiristorul, pe care îl vom aborda mai tîrziu. Din acest motiv, şi terminalele sale sunt denumite identic cu cele de la tiristor: **anod, catod** şi poartă (**gate** în limba engleză).

Structura fizică internă a tranzistorului unijoncţiune programabil este echivalentă cu două tranzistoare bipolare complementare, montate ca în Fig. 6.22. De multe ori, în locul tranzistorului unijoncţiune programabil, chiar se utilizează un asemenea circuit, numit **tranzistor unijoncţiune simulat.**

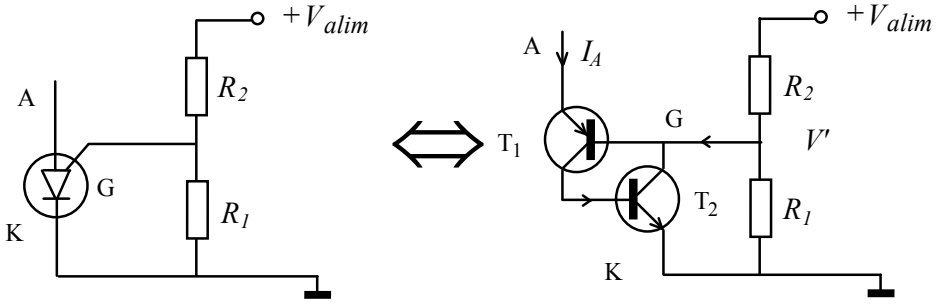


Fig. 6.22. Simularea tranzistorului unijoncţiune cu două tranzistoare bipolare complementare.

Atîta timp cît potenţialul în anod (emitorul lui T_1) este mai mic decît $\eta V_{\text{alim}} + 0.6\ \text{V}$, ambele tranzistoare sunt blocate şi divizorul rezistiv este neîncărcat. La depăşirea acestei valori, tranzistorul T_1 începe să se deschidă, curentul său de colector este amplificat de β_2 ori de către tranzistorul T_2 şi această valoare este absorbită din punctul median al divizorului. În consecinţă, potenţialul V' coboară şi tranzistorul T_1 se deschide şi mai mult. Notînd cu R_{div} rezistenţa echivalentă a divizorului, putem scrie pentru variaţii următoarele relaţii

$$\begin{aligned} \Delta V' &= -R_{div}\Delta I_{C2} \\ \Delta I_{C2} &= \beta_2 \Delta I_{C1} \\ \Delta I_{C1} &= g_{m1}\left(\Delta V_A - \Delta V'\right) \end{aligned} \qquad (6.12)$$

care pot fi reprezentate prin schema bloc din Fig. 6.23. Recunoaştem aici caracterul pozitiv al reacţiei, deoarece pe buclă variaţiile sunt înmulţite de două ori cu -1, la înmulţirea cu $-R_{div}$ şi la sumator.

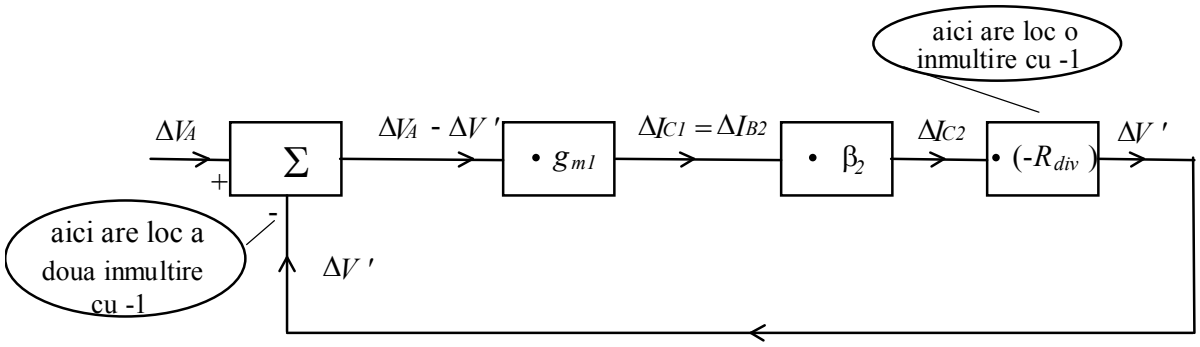


Fig. 6.23. Schema bloc (operaţională) pentru tranzistorul unijoncţiune simulat.

Deoarece curentul de intrare în nodul A este curentul de emitor al primului tranzistor (aproximativ egal cu cel de colector), din sistemul anterior de ecuaţii putem calcula rezistenţa dinamica de intrare

$$\frac{\Delta V_A}{\Delta I_A} = \frac{1 - g_{m1}\beta_2 R_{div}}{g_{m1}}. \qquad (6.13)$$

Aşa cum am văzut sistemul este unul cu reacţie pozitivă. Deoarece factorul $g_{m1}\beta_2 R_{div}$ nu schimbă semnul, reacţia este pozitivă todeauna; totuşi, relaţia precedentă arată că **semnul rezistenţei dinamice este determinat de mărimea gradului de reacţie**, existînd un prag la $g_{m1}\beta_2 R_{div} = 1$.

Factorul β este mic la curenţi de colector foarte mici; în plus, transconductanţa primului tranzistor este proporţională cu valoarea curentului de intrare $g_{m1} = I_A/25\ \text{mV}$. Astfel, la deschiderea incipientă a tranzistoarelor, produsul $g_{m1}\beta_2 R_{div}$ este subunitar şi **rezistenţa dinamică este pozitivă**.

La creşterea curentului, produsul creşte şi, la o anumită valoare, **rezistenţa dinamică schimbă semnul devenind negativă**. Aici este punctul de vîrf de pe caracteristică; curentul său poate fi estimat din condiţia $g_{m1}\beta_2 R_{div} = \frac{I_P}{25\ \text{mV}}\beta_2 R_{div} = 1$ ca

$$I_P = \frac{25\ \text{mV}}{\beta_2 R_{div}}; \qquad (6.15)$$

în această relaţie trebuie să utilizăm valoarea factorului de amplificare β_2 de la curenţi foarte mici. În regiunea activă a tranzistoarelor, factorul $g_{m1}\beta_2 R_{div}$ este mult supraunitar şi rezistenţa dinamică este negativă.

Creşterea în continuare a curenţilor aduce, însă, tranzistorul T_2 în saturaţie unde curentul de bază nu mai controlează pe cel de emitor. În consecinţă, relaţia $I_{C2} = \beta_2 I_{B2}$ nu se mai respectă şi raportul $\Delta I_{C2}/\Delta I_{B2}$ devine aproape nul. Astfel, produsul $g_{m1}\beta_2 R_{div}$ ajunge mult mai mic decît unitatea, iar **rezistenţa dinamică devine din nou pozitivă.** În acest regim, intrarea în nodul A se comportă practic ca o diodă.

Putem estima, astfel, şi coordonatele punctului de vale. Tensiunea sa este de 0.8 V (tensiunea de deschidere a tranzistorului 1 plus tensiunea colector-emitor de saturaţie a tranzistorului 2. La saturaţie,

tranzistorul 2 scurtcircuitează practic rezistenţa R_1, astfel că valoarea curentului de saturaţie este aproximativ $I_{C2\,sat} = V_{\text{alim}}/R_2$. Ajungem, deci, la valoarea curentului de vale

$$I_V \cong V_{\text{alim}}/(\beta R_2). \tag{6.16}$$

2.E. Proiectarea unui oscilator de relaxare cu TUJ

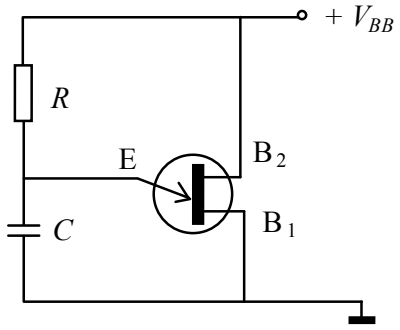


Fig. 6.24

Ne propunem să proiectăm un oscilator de relaxare cu TUJ şi cu rezistor (Fig. 6.24). În afara datelor de catalog ale tranzistorului, mai cunoaştem frecvenţa f cu care trebuie să oscileze circuitul.

1. Alegem valoarea tensiunii de polarizare V_{BB}, mai mică decît cea maximă permisă, furnizată de catalog (de ordinul a 30 V). Cu aceasta, putem calcula tensiunea de pic $V_P \cong \eta V_{BB}$. Pentru simplitate, vom lega rezistorul R tot la potenţialul V_{BB}.

2. Calculăm intervalul de valori ale rezistenţei R pentru care circuitul oscilează

$$\frac{V_{BB} - V_V}{I_V} \cong \frac{V_{BB}}{I_V} = R_{\min} < R < R_{\max} = \frac{V_{BB}(1-\eta)}{I_P} \cong \frac{V_{BB} - V_P}{I_P}$$

3. Cum valoarile V_P, V_V, I_P, I_V nu sunt valori precise ci **tipice** (diferă de la exemplar la exemplar), este bine să alegem o valoarea sigură în acest interval, de exemplu, $R_{\max}/10$. Cu ea, estimăm valoarea necesară pentru condensator

$$C = \frac{1}{f R \ln \dfrac{1}{1-\eta}}$$

Aceasta este bine să nu fie mai mică de 10 nF, pentru ca stabilitatea frecvenţei să fie bună. De asemenea, dacă ajungem la valori mai mari de 10 μF, curenţii de descărcare devin periculos de intenşi şi va trebui să intercalăm o rezistenţă în serie cu emitorul. Oricum, **nu vom utiliza chiar valoarea obţinută din expresia anterioară**, ci una apropiată, din **seria de valori E6 (**±20%**)**: 1; 1.5; 2.2; 3.3; 4.7; 6.8.

4. Recalculăm, acum, valoarea rezistenţei R, deoarece rezistoarele sunt disponibile în game de toleranţă mult mai restrînsă; în plus, ele pot fi uşor ajustate, prin utilizarea unui potenţiometru semireglabil.

$$R = \frac{1}{f C \ln \dfrac{1}{1-\eta}}.$$

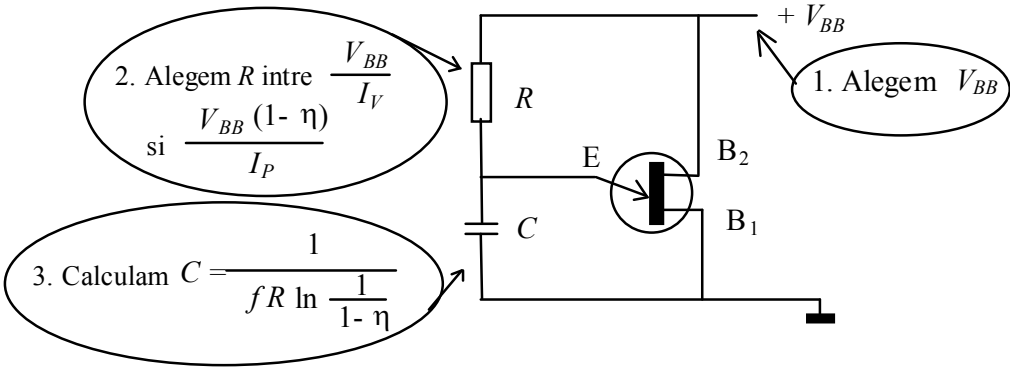


Fig. 6.25. Procedură simplificată de proiectare pentru un oscilator de relaxare cu TUJ.

5. Dacă dorim să obţinem de la oscilator pulsuri scurte şi intense de tensiune, trebuie să intercalăm în circuitul bazei 1 o rezistenţă de zeci sau sute de ohmi. De asemenea, stabilitatea termică a circuitului este îmbunătăţită dacă în circuitul bazei 2 se montează o rezistenţă de cîteva sute de ohmi.

Procedura de proiectare, simplificată, este reprezentată în Fig. 6.25.

Enunţuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memoraţi)

-Tranzistorul unijoncţiune (prescurtat TUJ în română şi UJT în engleză) este un dispozitiv cu trei terminale, emitorul, baza 1 şi baza 2, pentru care se utilizează simbolul

; dacă între cele două baze se aplică o tensiune continuă constantă V_{BB}, caracteristica sa de intrare în emitor are o regiune cu rezistenţă dinamică negativă.

- Regiunea cu rezistenţă dinamică negativă este efectul unei reacţii pozitive.

-Tensiunea de amorsare, care la TUJ poartă numele de tensiune de vîrf (pic), este aproximativ ηV_{BB}, unde η este raportul de divizare intrinsec, uzual egal cu 1/2; curentul de amorsare este de ordinul microamperilor.

-După amorsare, tensiunea de emitor scade la o valoarea mică şi creşte foarte slab cu creşterea curentului.

- Curentul minim de menţinere este aproximativ egal cu valoarea curentului de vale (punct care delimitează regiunea cu rezistenţă dinamică negativă) şi este de ordinul a 1 mA; tensiunea de vale are valori de ordinul 1-2 V.

- Aplicaţia tipică a tranzistorului unijoncţiune este oscilatorul de relaxare.

- Într-un oscilator de relaxare cu TUJ, un condensator se încarcă printr-o rezistenţă (sau sursă de curent) pînă la tensiunea de vîrf a TUJ, moment în care tranzistorul se amorsează şi descarcă rapid condensatorul pînă la tensiunea de vale. Dacă în acest moment curentul este mai mic decît curentul da vale, tranzistorul se blochează şi procesul se repetă periodic.

-Pentru ca un oscilator de relaxare cu TUJ să funcţioneze, este necesar ca dreapta de sarcină să intersecteze caracteristica TUJ în regiunea cu rezistenţă dinamică negativă.

-Dacă încărcarea condensatorului se face printr-o sursă de curent, frecvenţa de oscilaţie este proporţională cu valoarea curentului acestei surse; circuitul funcţionează ca un convertor liniar curent-frecvenţă.

-Oscilatorul de relaxare se utilizează fie pentru obţinerea unei tensiuni periodice cu formă de dinţi de fierăstrău, fie pentru obţinerea unor pulsuri periodice de curent, scurte şi intense.

- Tranzistorul unijoncţiune programabil este un dispozitiv de circuit cu funcţionare similară cu cea a TUJ; în cazul lui, raportul de divizare, ca şi valorile curenţilor de pic şi de vale, sunt programabile prin intermediul unui divizor rezistiv.

Termeni noi

-tranzistor unijoncțiune dispozitiv de circuit cu trei terminale (emitorul şi cele două baze) ; dacă între baze se aplică o tensiune continuă constantă, carcateristica sa de intrare în emitor prezintă o regiune cu rezistență dinamică negativă

-raport de divizare intrinsec raportul cu care divizorul rezistiv echivalent cu TUJ divizează tensiunea aplicată între baze

-reacție (feed-back în engleză) acțiunea unui efect asupra cauzei care l-a produs

-reacție negativă reacție în care acțiunea se face cu sens schimbat, astfel încît modificările sunt atenuate;

-reacție pozitivă reacție în care acțiunea are acelaşi sens, astfel încît modificările sunt accentuate

-punct de vîrf (pic) punct pe caracteristica statică de intrare a TUJ la care tensiunea are valoarea maximă; delimitează regiunea cu rezistență dinamică negativă; valoarea tensiunii de vîrf reprezintă tensiunea de amorsare

- punct de vale punct pe caracteristica statică de intrare a TUJ la care tensiunea are un minim local; delimitează regiunea cu rezistență dinamică negativă; valoarea curentului de vale reprezintă curentul minim de menținere

- oscilator de relaxare oscilator la care o mărime fizică evoleză periodic între două praguri; la atingerea pragului de sus se deschide o cale rapidă de golire a "rezervorului" iar la atingerea pragului de jos calea de golire este închisă

- convertor curent-frecvență oscilator la care frecvența de oscilația este controlată de intensitatea unui curent; dacă dependența este liniară, convertorul este, la rîndul lui, liniar

Problemă rezolvată

Utilizînd un tranzistor unijoncţiune cu $V_{BB\,\max} = 35\ \text{V}; \eta = 0.5; I_P = 12\,\mu A; I_V = 8\,\text{mA}$, să se proiecteze un oscilator de relaxare cu rezistor, care să oscileze pe frecvenţa de 10 kHz. Desenăm, mai intîi schema circuitului, ca în Fig. 6.26.

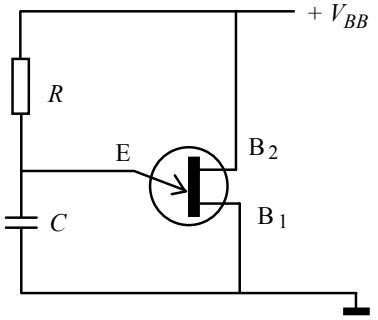


Fig. 6.26.

Rezolvare

1. Alegem tensiunea de alimentare a circuitului $V_{BB} = 12\ \text{V}$. De aici rezultă imediat tensiunea de pic de aproximativ 6 V (nu are rost să lucrăm prea precis, nici raportul η nu este acelaşi la fiecare exemplar ci între 0.47 şi 0.62.

2. Calculăm intervalul de valori ale rezistenţei: $R_{\min} = \frac{12}{8}\frac{V}{\text{mA}} = 1.5\ \text{k}\Omega$ şi $R_{\max} = \frac{6}{12}\frac{\text{V}}{\mu\text{A}} = 500\ \text{k}\Omega$

3. Alegem o valoare "sigură" de 20 kΩ şi estimăm valoarea condensatorului $C = \frac{1}{10^4\, 2 \cdot 10^4 \ln 2} = 0.72 \cdot 10^{-8} = 7.2\ \text{nF}$

Ne hotărîm la o valoare un pic mai mare, şi anume la 10 nF, din considerentele arătate anterior.

4. Calculăm, în final, valoarea rezistenţei: $R = \frac{1}{10^4\, 10^{-8} \ln 2} = 1.4 \cdot 10^4 = 14\ \text{k}\Omega$. Dacă dorim să obţinem o valoare precisă a frecvenţei, realizăm această rezistenţă dintr-una fixă de 10 kΩ şi un potenţiometru semireglabil de 10 kΩ, urmînd ca ajustarea potenţiometrului să fie făcută "la cald" în timp ce frecvenţa de oscilaţie este monitorizată cu un **frecvenţmetru**. Încheiem proiectarea cu desenarea schemei complete, cu valorile componentelor (Fig. 6.27).

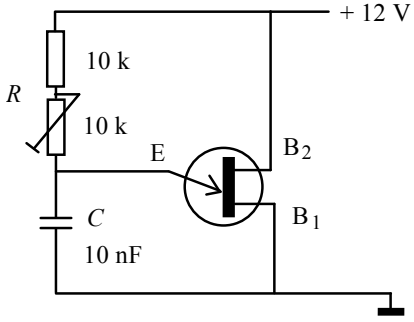


Fig. 6.27.

Probleme propuse

P 6.2.1. Pentru circuitul din Fig. 6.28, determinați :

a) curentul I_0 furnizat de sursa de curent realizată cu tranzistorul bipolar T_1;

b) perioada şi frecvența oscilațiilor;

c) cum trebuie să aibă tranzistorul unijoncțiune curenții de vîrf şi de vale pentru ca circuitul să oscileze ?

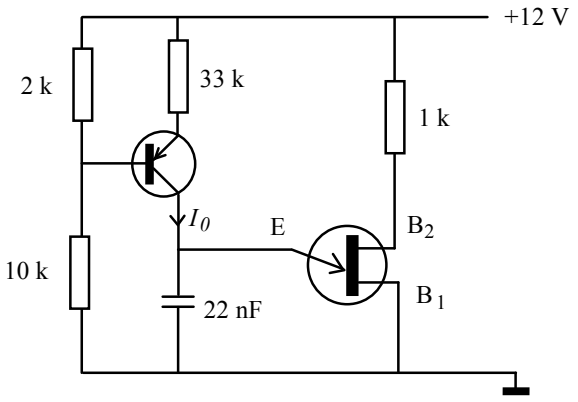


Fig. 6.28.

P 6.2.2. Oscilatorul de relaxare din Fig. 6.29 este unul **sincronizat** cu rețeaua de alimentare.

a) Desenați forma de undă a tensiunii produse de redresorul dublă alternanță **în absența diodei Zener Dz**.

b) Determinați acum evoluția potențialului în punctul A în prezența diodei Zener. După cît timp de la trecerea prin zero a tensiunii de la rețea, potențialul punctului A atinge valoarea sa de palier ?

c) Calculați perioada de oscilația a oscilatorului de relaxare cînd poziția rezistenței reglabile este stabilită la jumătate..

d) Ce puteți spune despre momentul apariției **primului puls** pe rezistența de 100 Ω (numărat de la trecerea prin zero a tensiunii rețelei) ?

e) Dar dacă în locul diodei Zener am fi montat un condensator de filtrare care ar fi menținut practic constant potențialul nodului A ?

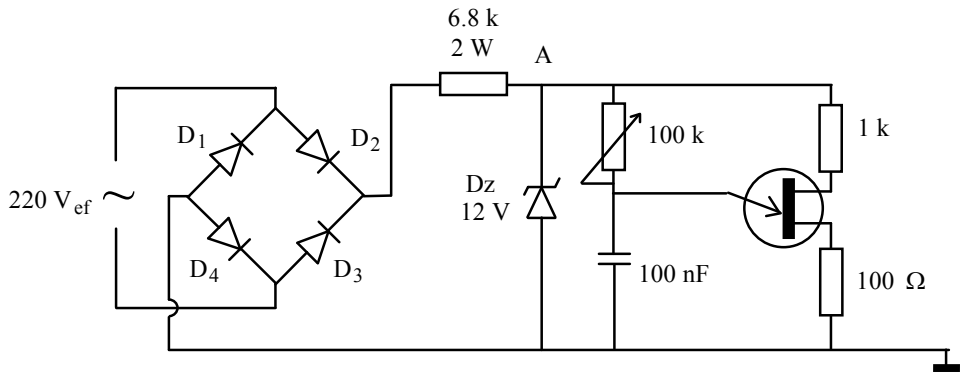


Fig. 6.29. Oscilator de relaxare sincronizat.

P 6.2.3. Circuitul prezentat în Fig. 6.30 este un circuit de temporizare. Rolul lui este ca, la aplicarea tensiunii de alimentare, să producă un puls de comandă, care să apară însă cu o întîrziere τ.

a) Presupunînd un raport de divizare intrinsec de 0.5, estimați această întîrziere.

b) Pulsul produs comandă intrarea în conducție a "întrerupătorului" K. Justificați de ce circuitul de temporizare nu a fost alimentat direct la V_{alim} (rezistența de sarcină este de valoare mică).

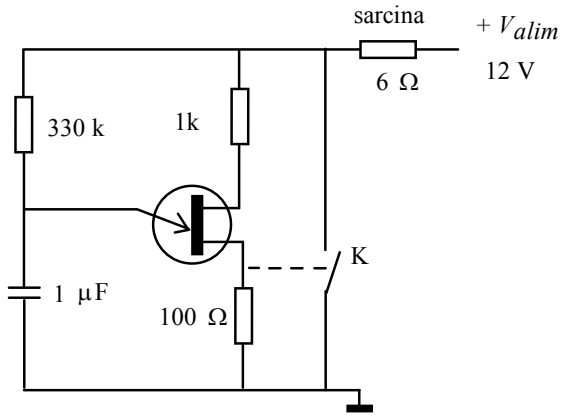


Fig. 6.30. Circuit de temporizare

(Indicaţie: consideraţi dioda un scurtcircuit şi echivalaţi Thevenin divizorul rezistiv)

c) În sfîrsit, identificaţi calea prin care se descarcă condensatorul şi calculaţi timpul cît durează această descărcare. Puteţi face egale duratele de încărcare şi descărcare ?

P 6.2.4. Circuitul din Fig. 6.31 este cunoscut sub numele de **multivibrator** sau **circuit astabil**. Principiul lui de funcţionare nu este diferit de cel al oscilatorului de relaxare: diferă numai calea pe care se descarcă condensatorul.

a) Considerînd că raportul de divizare intrinsec este 0.5 şi neglijînd căderea de tensiune pe diodă, calculaţi ce condiţie trebuie să îndeplinească raportul R_2/R_1 pentru ca tranzistorul unijoncţiune să ajungă la amorsare.

b) Neglijînd valoarea tensiunii de vale, calculaţi timpul din perioadă cît tranzistorul rămîne blocat

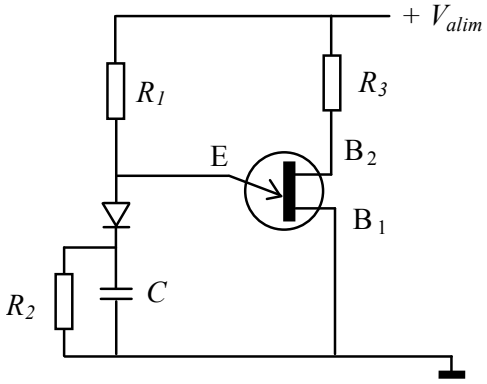


Fig. 6.31. Circuit astabil cu TUJ.

Lucrare experimentală

Experimentul 1. Punerea în evidență a fenomenului de comutare; evidențierea regiunii cu rezistență dinamică negativă.

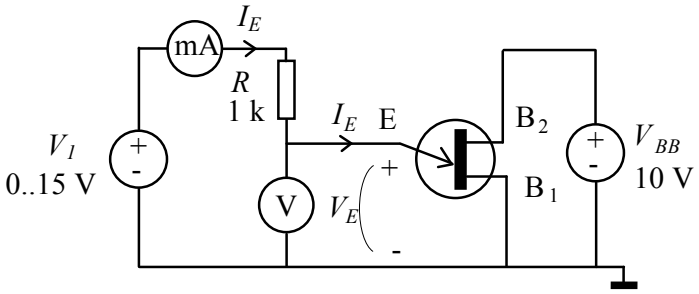


Fig. 6.32.

Veți lucra pe un circuit cu schema din Fig. 6.32. Desenați-vă pe caiet această schemă, completînd-o cu informații despre aparatura utilizată (voltmetru, ampermetru, surse de tensiune). Stabiliți polaritatea necesară pentru aparatele de măsură şi treceți-o pe schemă. Realizați apoi circuitul. Ținînd seama de gama de variație a tensiunii V_1 şi de valoarea rezistenței R alegeți pentru miliampermetru şi voltmetru scalele adecvate. Treceți şi această informație pe schema circuitului.

Alimentați circuitul. Începeți experimentul cu $V_1 = 0$ şi creşteți încet această valoare, urmărind simultan curentul şi tensiunea de emitor. Ce observați pentru valori mici ale lui V_E ? Ce puteți spune despre tranzistor, este în conducție sau blocat ?

La o anumită valoare a lui V_E are loc un fenomen brusc. Dacă v-a surprins şi nu l-ați observat cu atenție, coborîți la zero valoarea lui V_1 şi reluați. Ce se întîmplă cu valoarea intensității din emitor ? Dar cu tensiunea V_E ? Cum puteți denumi noua stare a tranzistorului ? Ce semn are raportul $\Delta V_E / \Delta I_E$ şi ce concluzie puteți trage de aici ? Notați-vă pe caiet toate aceste observații.

Creşteți în continuare V_1, pînă la valoarea de aproximativ 15 V. Ce se întîmplă cu valorile lui V_E şi I_E ? Notați ce ați descoperit.

Coborîți acum încet valoarea tensiunii sursei V_1. La o anumită valoare, are loc un nou salt. Dacă l-ați pierdut, creşteți din nou V_1 la 15 V şi apoi reluați coborîrea. Ce se întîmplă în timpul saltului cu valoarea intensității din emitor ? Dar cu tensiunea sa ? Cum puteți denumi noua stare a tranzistorului ? Ce semn are raportul $\Delta V_E / \Delta I_E$ şi ce concluzie puteți trage de aici ? Notați şi aceste lucruri.

Formulați acum concluzii asupra acestor salturi şi asupra caracterului rezistenței dinamice de intrare în emitor.

Experimentul 2. Trasarea caracteristicii de intrare a TUJ

Utilizaţi acum o valoare de 10 kΩ pentru rezistenţa R şi înlocuiţi voltmetrul analogic fără amplificator cu unul electronic cu afişaj digital, care are o rezistenţă proprie mult mai mare. Reluaţi experimentul precedent, notînd de fiecare dată perechea de valori $(V_E; I_E)$. După apariţia curentului, încercaţi să mergeţi în paşi echidistanţi ai acestei mărimi. La scăderea tensiunii V_1 va trebui să luaţi date numai pe porţiunea care nu a fost parcursă la creşterea lui V_1.

Mărimea rezistenţei a limitat valoarea curentului de emitor. Putem investiga regiunea de curenţi mai mari dacă reluăm trasarea cu o valoare $R = 560\ \Omega$. Evident, vom nota numai datele cu valori ale lui I_E care depăşesc domeniul investigat anterior.

Aveţi acum suficiente date pentru desenarea caracteristicii statice $I_E = f(V_E)$, în coordonate liniare, începînd de la valoarea nulă. Identificaţi pe grafic punctele de pic şi de vale şi determinaţi V_P, V_V şi I_V. Pentru I_P, faceţi o estimare.

Aţi lucrat la o valoare a tensiunii V_{BB} egală cu 10 V. Aceasta afectează însă valorile tensiunilor de vîrf şi de vale. Modificaţi la 5 V această tensiune şi determinaţi, din nou, tensiunile de vîrf şi vale V_P şi V_V.

Experimentul 3. Oscilatorul de relaxare cu TUJ şi sursă de curent

Desenaţi-vă pe caiet oscilatorul de relaxare din Fig. 6.33. Realizaţi, apoi, circuitul utilizînd elementele de pe planşetă. Alimentaţi circuitul şi conectaţi sonda osciloscopului în nodul emitorului. Creşteţi încet valoarea curentului sursei de curent, rotind potenţiometrul de control în sensul indicat. La un moment dat, circuitul începe să oscileze. Pentru măsurarea curentului sursei de curent ajunge să conectaţi în nodul emitorului firul de la miliampermetru; determinaţi această valoare $I_{\min}$.

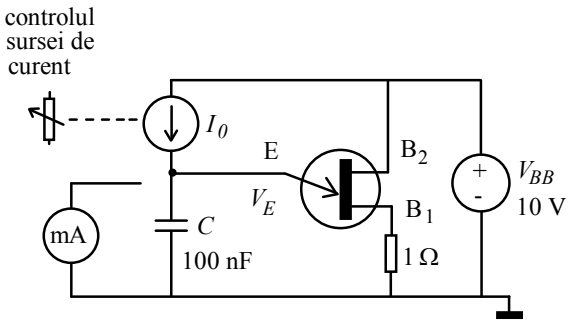


Fig. 6.33.

Desfaceţi firul de la miliampermetru şi creşteţi în continuare curentul sursei de curent pînă cînd oscilaţia încetează. Determinaţi această valoare $I_{\max}$. Reamintiţi-vă condiţia de oscilaţie a acestui tip de oscilator şi interpretaţi valorile $I_{\min}$ şi $I_{\max}$ determinate.

Restabiliţi regimul de oscilaţie şi observaţi cu atenţie forma de undă a tensiunii. Desenaţi-o pe caiet, notînd pe desen amplitunea şi duratele. Între ce limite evoluează această tensiune şi ce semnificaţie au aceste valori pentru tranzistorul unijoncţiune ?

Determinaţi, din forma de undă desenată, viteza medie de descărcare a condensatorului $\Delta V_E / \Delta t$ şi, de aici, intensitatea medie a pulsului de curent de descărcare. Comparaţi-o cu valoarea curentului I_0 cu care se încarcă condensatorul. Pulsul de curent de descărcare circulă spre masă prin baza 1 a tranzistorului. În calea lui a fost intercalată rezistenţa R_1 de valoare suficient de mică pentru a nu întîrzia semnificativ descărcarea. Astfel, pulsul de curent produce acum un puls de tensiune în baza 1, care poate fi vizualizat cu osciloscopul (nu uitaţi că osciloscopul este un **voltmetru**). Observaţi acest puls şi determinaţi mărimea sa sa. Comparaţi-o cu cea medie, estimată anterior.

Pentru cîteva valori între $I_{\min}$ şi $I_{\max}$, măsuraţi valorile curentului I_0 şi perioada de oscilaţie. Desenaţi dependenţa experimentală f_{osc} în funcţie de I_0..

Experimentul 4. Oscilatorul de relaxare cu TUJ şi rezistor

Cu acelaşi tranzistor de la experimentul precedent veți realiza acum un oscilator de relaxare la care condensatorul se încarcă printr-un rezistor. Desenați-vă pe caiet schema oscilatorului. Cunoașteți de la experimentul precedent coordonatele punctelor de pic şi de vale. Calculați între ce valori trebuie să se găsească rezistența R pentru ca circuitul să oscileze. Apoi decideți care din cele trei rezistențe de pe planşetă respectă această condiție. Verificați prin experiment concluzia la care ați ajuns.

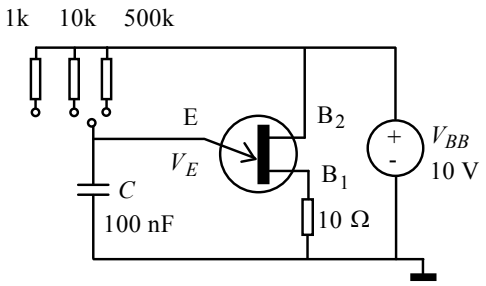


Fig. 6.34.

Atenție, în cazul rezistenței de 500 kΩ nu puteți conecta osciloscopul în punctul E, pentru că rezistența internă a osciloscopului este de 1 MΩ, doar de două ori mai mare decît rezistența R. Cum puteți, totuşi, verifica cu osciloscopul dacă circuitul oscilează ?

6.3. Diacul, tiristorul şi triacul

3.A. Diacul

Diacul este un dispozitiv cu două borne (un dipol) realizat pentru a produce pulsuri de curent necesare la amorsarea unor **dispozitive de comutaţie,** cum sunt tiristoarele şi triacele. Momentul la care apar aceste pulsuri este determinat de atingerea tensiunii de amorsare. O capsulă tipică, simbolul său, precum şi forma caracteristicii statice sunt prezentate în Fig. 6.35. Se observă **neliniaritatea** şi **simetria** caracteristicii; astfel, cele două borne ale diacului, numite **anozi**, sunt perfect echivalente, fapt reflectat şi în simbolul utilizat pentru dispozitiv. În plus, caracterstica statică a diacului mai prezintă o particularitate: există regiuni în care panta sa este **negativă**; aici rezistenţa dinamică definită **într-un punct al caracteristicii** prin $r = dU/dI$, este **negativă**. Vom vedea că această rezistenţă dinamică negativă este elementul cheie în funcţionarea şi utilizarea sa.

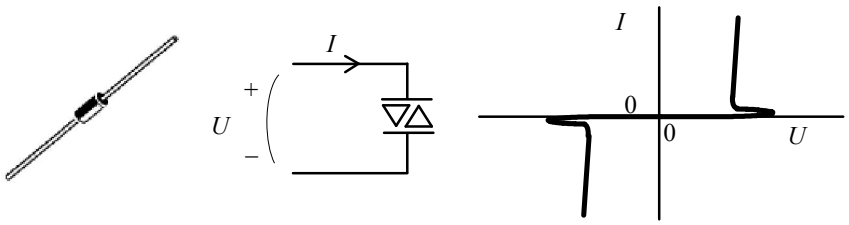


Fig. 6.35. Diacul şi caracteristica sa statică.

În primul cadran, caracteristica statică a diacului (Fig. 6.36) este de tipul celei studiate cînd am început abordarea dispozitivelor cu rezistenţă dinamică negativă (Fig. 6.2). La creşterea de la 0 a tensiunii sursei de alimentare, dispozitivul este, deci, blocat, pînă cînd tensiunea pe el ajunge aproximativ la valoarea "de întoarcere" a caracteristicii, cînd are loc comutaţia în starea de conducţie (amorsarea diacului). Pentru diac, această valoare "de întoarcere" a caracteristicii poartă numele de **tensiune de amorsare** sau de aprindere (**breakover voltage** în limba engleză), U_{BO}; este, de fapt, corespondenta tensiunii de pic de la caracteristica de intrare a tranzistoarelor unijoncţiune. Cele mai utilizate valori pentru tensiunea de amorsare sunt între 30 şi 40 V, fiind alese astfel datorită aplicaţiei sale tipice, în circuite alimentate la 220 V_{ef}.

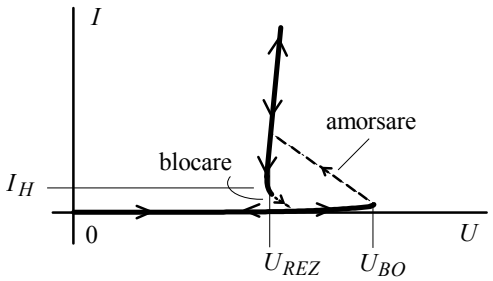


Fig. 6.36. Salturile de amorsare şi blocare evidenţiate în cadranul I al caracteristicii diacului.

După amorsare, tensiunea pe diac rămîne practic constantă şi valoarea ei este numită **tensiune reziduală,** U_{REZ}; ea este cu $\Delta U = |U_{BO} - U_{REZ}|$ mai mică decît cea de amorsare; această diferenţă, cu valoarea tipică de 5 V, este numită **tensiune dinamică de amorsare (dynamic breakover voltage).** Pentru ca diacul să rămînă în conducţie este necesar ca valoarea curentului să nu coboare sub **curentul de menţinere** I_H; acesta este echivalentul curentului de vale de la TUJ.

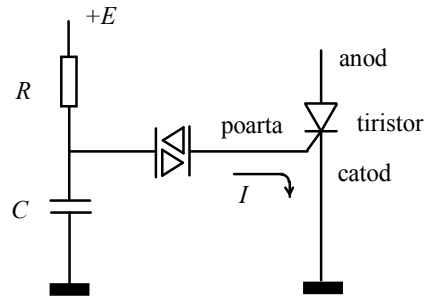


Fig. 6.37. Utilizarea diacului pentru comanda tiristorului.

Aplicaţia tipică a diacului este generarea unor pulsuri de curent pentru comanda tiristoarelor şi triacelor, într-o schemă similară unui oscilator de relaxare**.** De exemplu, în Fig. 6.37 pulsul de curent, fiind injectat în **poarta** tiristorului, comandă deschiderea acestuia şi astfel se controlează comutarea unor curenţi de zeci şi sute de amperi.

3.B. Tiristorul

Numit şi diodă controlată (în limba engleză se foloseşte frecvent prescurtarea **SCR** - Silicon Controlled Rectifier), **tiristorul** este un dispozitiv cu trei borne (Fig. 6.38). El poate să permită trecerea unor curenţi foarte mari (de la amperi la sute de amperi, după tipul constructiv) într-un singur sens: de la **anod** la **catod**. Intrarea în conducţie este comandată prin injectarea în **poartă** (gate în lb. engleză) a unui curent mult mai mic decît cel comandat.

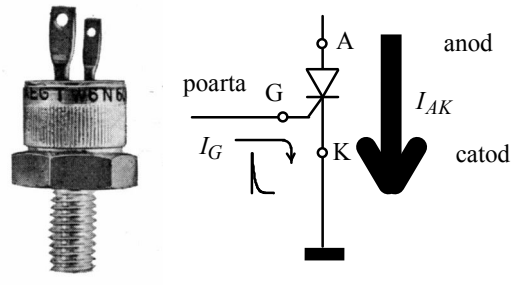


Fig. 6.38. Tiristorul.

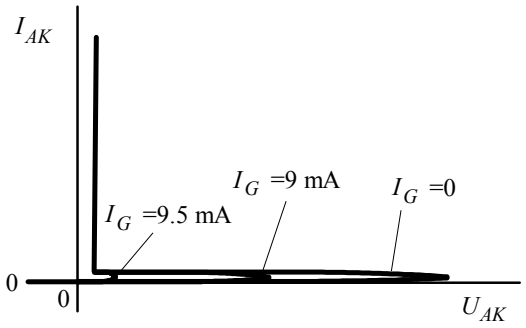


Fig. 6.39. Caracteristica statică anod-catod a tiristorului.

Avînd un terminal în plus, poarta, ne aşteptăm ca **forma caracteristicii statice între anod şi catod să depindă de curentul de poartă**. La o valoarea nulă a curentului de poartă caracteristica anod-catod este una cu rezistenţă dinamică negativă (Fig. 6.39). Deosebirile de cele întîlnite la TUJ şi diac sunt numai cantitative: tensiunea de amorsare este foarte mare (peste 400 de volţi la tiristorul cu care lucraţi) iar tensiunea reziduală este foarte mică (aproximativ 1 V).

Tensiunea de amorsare are intenţionat valori mari pentru a nu putea fi depăşită accidental de tensiunile din circuitele cu care se lucrează. Astfel, **fără curent de poartă**, tiristorul nu poate fi amorsat şi el **este echivalent între anod şi catod cu un circuit întrerupt**.

Amorsarea tiristorului trebuie să fie făcută numai la comanda în poartă. Din figură se observă cum **creşterea curentului de poartă micşorează valoarea tensiunii de amorsare**. La o valoare a curentului de poartă suficient de mare, caracteristica anod catod este identică practic cu aceea a unei diode, fără să se mai vadă porţiunea de "întoarcere". În aplicaţiile practice curentul de poartă **nu se modifică gradual**. El este menţinut nul dacă nu vrem să amorsăm tiristorul (ca în Fig. 6.40 a), iar în momentul în care am decis să-l trecem în conducţie, curentul de poartă este adus brusc la o valoare care să determine amorsarea sigură(desenul b al figurii). Din circuit deschis, tiristorul devine brusc diodă şi curentul începe să circule.

Întreuperea ulterioară a curentului de poartă, deşi produce revenirea tensiunii de amorsare la o valoare foarte mare (Fig. 6.40 c), nu poate bloca tiristorul deoarece nu afectează caracteristica în zona în care se găseşte acum punctul de funcţionare. Singura posibilitate de blocare este **coborîrea curentului anod-catod** la valori sub curentul minim de menţinere.

În concluzie,

tiristorul poate fi amorsat prin creşterea curentului de poartă dar nu se mai blocchează la revenirea la zero a curentului de poartă.

Blocarea tiristorului nu mai poate fi realizată decît prin aducerea la zero a curentului anod-catod, tocmai curentul comandat, care este de valoare mare.

Din acest motiv, funcţionarea sa nu este echivalentă cu aceea a unui **releu electromagnetic** (întrerupător mecanic controlat de bobina unui electromagnet) şi **el nu este utilizat**, decît foarte rar, **în circuitele de curent continuu**.

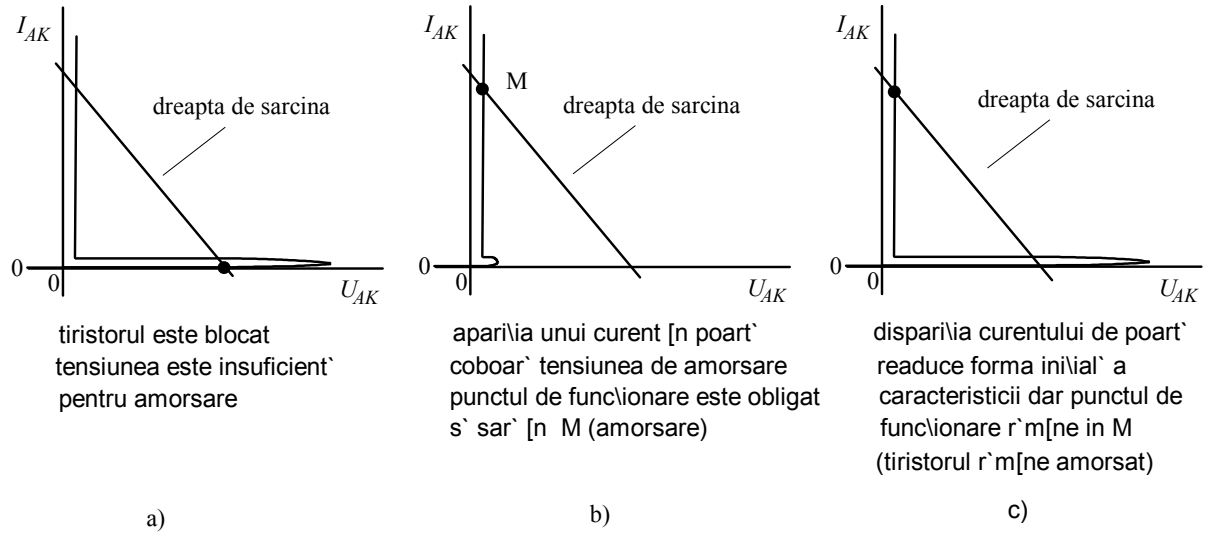


Fig. 6.40. Amorsarea tiristorului prin creşterea curentului de poarta.

În cazul **regimului sinusoidal,** însă, curenţii trec automat prin valoarea nulă de două ori într-o perioadă.. Tiristorului i se spune (printr-un puls de curent în poartă) cînd să se amorseze iar el se blochează singur la coborîrea curentului anod-catod la valoarea zero.

3.C. Triacul

Triacul (Fig. 6.41), este un dispozitiv cu trei terminale, care are o funcţionare similară cu aceea a tiristorului. Deosebirea este că

triacul conduce în ambele sensuri.

Din acest motiv se mai numeşte şi tiristor bilateral (de unde şi codificarea TB a producătorului român IPRS). Astfel, bornele între care circulă curentul comandat, de valori mari, se numesc amîndouă **anozi** (în literatura de limbă engleză se numesc simplu **main terminals,** terminale principale**)**.

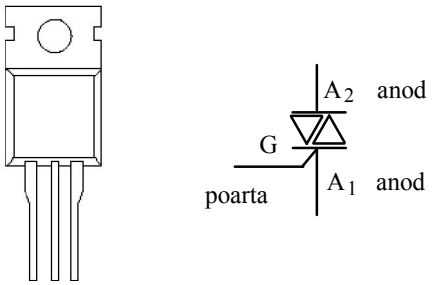


Fig. 6.41. Triacul.

Că şi la tiristor, intrarea în conducţie este comandată prin curentul de **poartă.** De data aceasta, trebuie să luăm în consideraţie relaţia între sensul curentului de poartă şi al celui comandat. Pentru aceasta, se definesc, ca în Fig. 6.42, patru cadrane de funcţionare. Notaţia lor completă, care evită orice confuzie, conţine semnul tensiunii la terminalul principal 2 şi semnul curentului de poartă (considerat pozitiv cînd intră în triac). Astfel, în ordine crescătoare, cele patru cadrane sunt T2+G+, T2+G-, T2-G- şi T2-G+. Triacul poate fi amorsat în oricare din acestea, dar sensibilitatea (valorea necesară a curentului de poartă) este diferită.

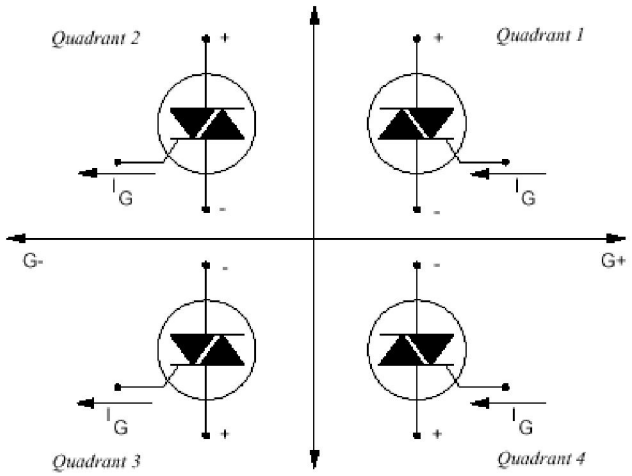


Fig. 6.42. Definirea cadranelor pentru comanda triacului.

Situaţia optimă (curenţi de comandă mai mici) se obţine atunci cînd curentul de poartă şi curentul comanadat au întodeuana acelaşi sens (cadranele I şi III); funcţionarea în cadranul IV este bine să fie evitată.

Aceasta înseamnă că, dacă pulsurile de comandă sunt produse cu o singură polaritate, curentul trebuie să fie **absorbit** din poartă.

3.D. Variatoare de putere

Există multe situaţii practice cînd trebuie să modificăm puterea pe o sarcină alimentată la tensiune alternativă (încălzirea cuptoarelor, variaţia puterii unui motor electric, controlul luminii emise de un bec cu incandescenţă, etc.). Soluţia utilizării unui **transformator reglabil (variac)** este neeconomică datorită preţului mare al acestui dispozitiv. Intercalarea în serie cu sarcina a unei rezistenţe reglabile de putere (**reostat)** aduce, în plus, şi dezavantajul disipării unei cantităţi importante de energie. Existenţa tiristoarelor şi triacelor face posibilă realizarea unor **variatoare de putere** care funcţionează în curent alternativ şi care elimină dezavantajele aminitite mai sus. Disipaţia de putere pe elementul de control este mult redusă: în stare blocată curentul este practic nul iar în stare de conducţie tensiunea reziduală are valori mici (1 - 2 V).

Există două moduri complet diferite în care pot funcţiona variatoarele de putere.

În cazul variatoarelor **cu undă plină** (**static switches**) triacul conduce un număr întreg de semiperioade şi apoi este menţinut blocat un alt număr de semiperioade; prin modificarea raportului celor două numere,este controlată puterea medie pe sarcină

Principiul acestui mod de control este reprezentat în Fig. 6.43 a). Dezavantajul său este viteza mică de modificare a puterii medii pe sarcină. În figura anterioară, amorsarea triacului este făcută **sincron** cu reţeaua, la începutul fiecărei semialternanţe, dar în circuitele economice, de puteri mici, poate fi făcută şi asincron.

Al doilea mod de funcţionare se bazează pe amorsarea triacului pe fiecare semialternanţă, dar cu întîrziere diferită, ca în Fig. 6.43 b).

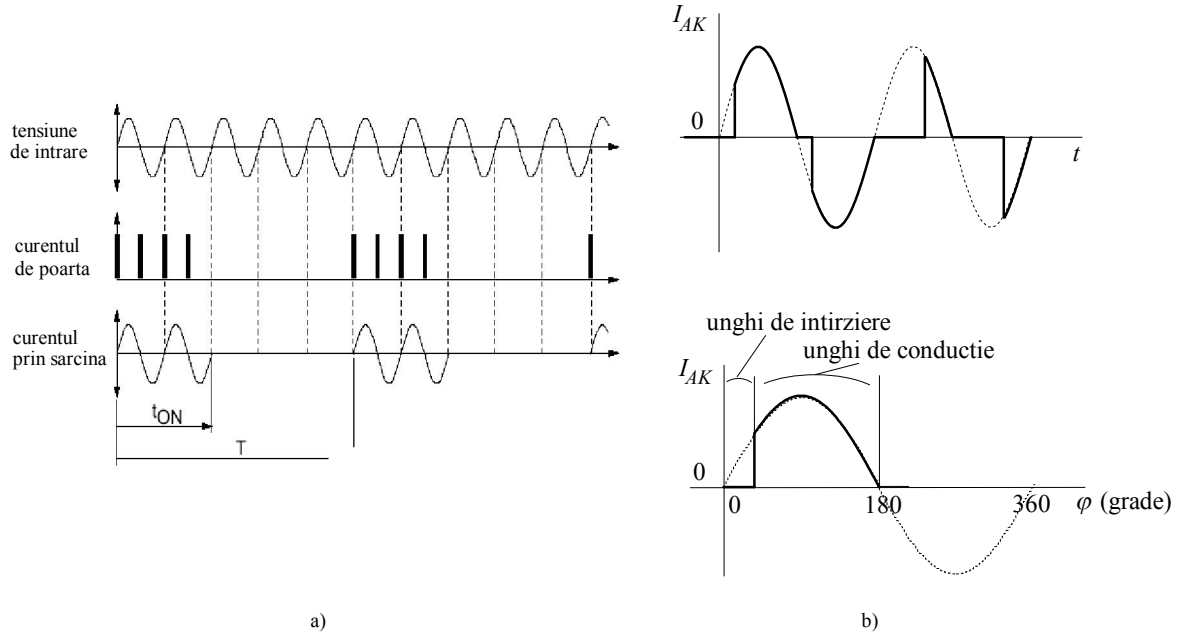


Fig. 6.43. Controlul puterii cu undă plină (a) şi cu undă tăiată (b).

În funcţionare **cu undă tăiată** (sau cu **control în fază)**, prin rezistenţa de sarcină trece numai o "porţie" din semilaternanţa curentului. Lungimea porţiei este controlată prin momentul amorsării.

Momentul amorsării este caracterizat, aşa cum se vede în figură, de **unghiul de întîrziere**. Atfel, **unghiul de conducţie** poate fi modificat de la zero (putere nulă pe sarcină) pînă la aproape 180^o (aproximativ puterea maximă disponibilă). Viteza cu care se poate controla puterea medie este mai mare dar curentul prin sarcină suferă acum salturi rapide care produc perturbaţii electromagnetice.

Ambele moduri de funcţionare pot fi aplicate consumatorilor care acceptă salturi bruşte ale tensiunii aplicate (becuri, rezistenţe de încălzire) dar nu şi celor pentru care variaţia sinusoidală este obligatorie (de exemplu, primarul transformatorului de alimentare al unui aparat de radio).

Principala problemă care trebuie rezolvată este producerea pulsurilor de amorsare la o întîrziere controlată faţă de trecerea prin zero a tensiunii reţelei. De fapt, nu trebuie să modificăm ungiul de conducţie chiar pe întreg domeniul 0 - 180^o, deoarece, aşa cum se vede în Fig. 6.44, la un unghi de conducţie 30^o puterea pe sarcină este abia 3 % din cea maximă, pe cînd la unghiul de 150^o ea a ajuns deja la 97 %.

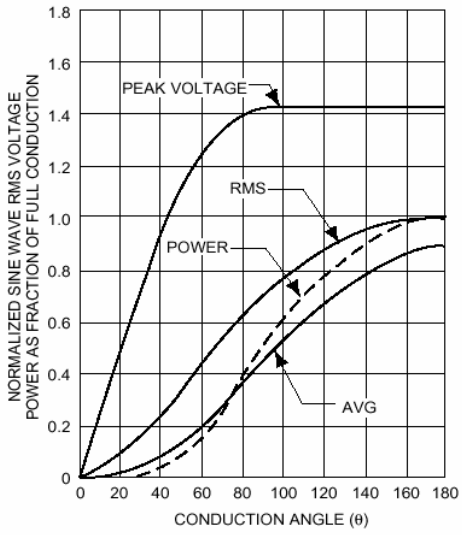


Fig. 6.44. Dependenţa de unghiul de conducţie a tensiunii de pic (PEAK VOLTAGE), tensiunii efective (RMS) şi tensiunii medii (AVG), toate normalizate la valoarea de 220 V. Este reprezentată, de asemenea, puterea (POWER) normalizată la valoarea sa maximă).

Cea mai simplă şi comună cale de producere a pulsurilor de amorsare este prin utilizarea unui **oscilator de relaxare** cu becuri cu neon, tranzistoare unijoncţiune sau diace. Încărcarea condensatorului se face de la o tensiune sincronă cu reţeaua iar întîrzierea cu care se atinge pragul de amorsare depinde de capacitatea condensatorului şi rezistenţa prin care se încarcă.

Un circuit tipic este cel din Fig. 6.45. Valoarea aleasă pentru condensatorul C_2 trebuie să fie suficient de mare pentru ca pulsul de curent să amorseze cu siguranţă triacul. În general, o capacitate de 47 nF - 100 nF este suficientă pentru aceasta.

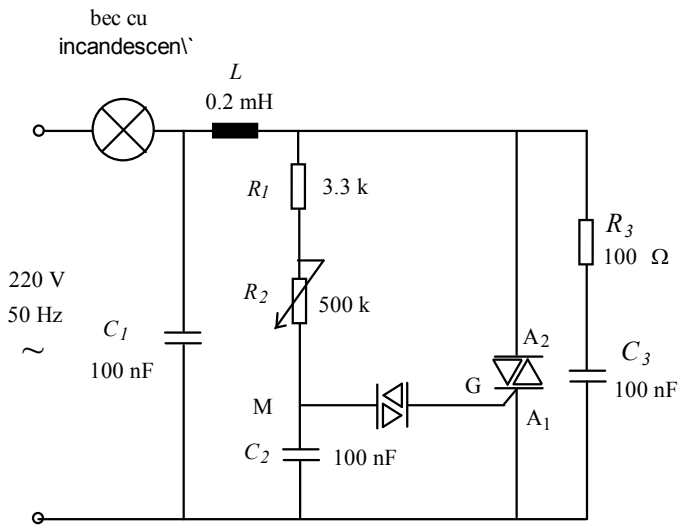


Fig. 6.45. Variator de putere.

Efectul rezistenţei $R_1 + R_2$ asupra momentului amorsării are loc prin două prin două mecanisme. În primul rînd, gruparea rezistenţă - condensator poate fi privită ca un divizor pentru semnale sinusoidale. Creşterea valorii rezistenţei produce micşorarea amplitudinii şi valoarea de amorsare este atinsă mai tîrziu; în consecinţă, unghiul de conducţie scade, aşa cum se vede în Fig. 6.46 a). De exemplu, la o valoare a rezistenţei de 350 kΩ, amplitudinea în punctul M este de 28 V şi valoarea de amorsare de 32 V nu mai este atinsă, unghiul de conducţie devenind zero. Dacă acesta ar fi singurul mecanism de acţiune, nu s-ar putea obţine unghiuri de întîrziere mai mari de 90^o şi unghiul de conducţie nu ar putea ajunge în intervalul 0 - 90 ^{o}. În al doilea rînd, gruparea RC produce o **defazare** înapoi a tensiunii sinusoidale, ca în Fig. 6.46 b). De exemplu, la $R_1 + R_2 = 32\ \text{k}\Omega$, defazajul este de 45^o; la întîrzierea produsă de primul mecanism se adaugă, deci, şi acest unghi.

Analiza anterioară a luat în considerare o formă de undă sinusoidală, dar amorsarea diacului face ca potenţialul nodului M să nu evoleze sinusoidal; în plus, la amorsarea triacului, tensiunea între anozii săi scade practic la zero şi nici tensiunea la capătul rezistenţei R_1 nu este sinusoidală. În consecinţa, lucrurile sunt mai complicate, apărînd un fenomen de **histerezis** al reglajului puterii la mofificare valorii rezistenţei: cu triacul blocat, la scăderea rezistenţei, se obţin dintr-o dată unghiuri de conducţie mari, urmînd ca numai la creşterea ulterioară a rezistenţei să ajungem la unghiuri de conducţie mici. Diminuarea histerezisului se poate face modificînd reţeaua de defazare, ca în Fig. 6.47.

În sfîrşit, să ne ocupăm de celelalte elemente care apar în schemele variatoarelor. Inductanţa L_1 şi condensatorul C_1 formează un **filtru de deparazitare** care împiedică perturbaţiile produse de variaţia bruscă a curentului să ajungă în reţeaua de alimentare şi să afecteze funcţionarea altor consumatori (fără acest filtru, un aparat de radio pe unde medii nu ar putea fi utilizat în apropierea variatorului).

Dacă tensiunea la bornele A_1 şi A_2 ale triacului variază prea repede, triacul se poate amorsa fără să fie comandat în poartă (autoamorsare prin efect dU/dt). Micşorarea acestei viteze de variaţie se face cu gruparea serie R_3 - C_3, numită **snubber** în limba engleză.

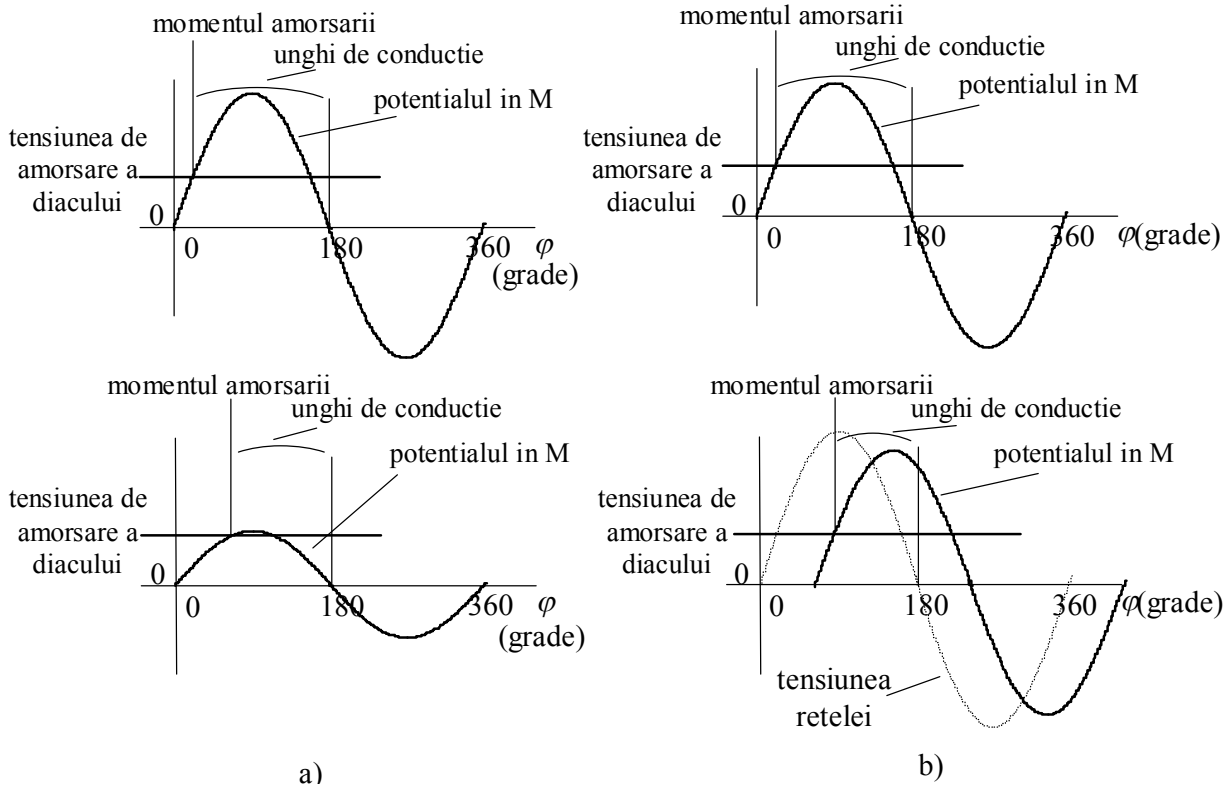


Fig. 6.46. Efectul rezistenței asupra momentului amorsării: prin modificarea amplitudinii (a) şi prin defazare (b).

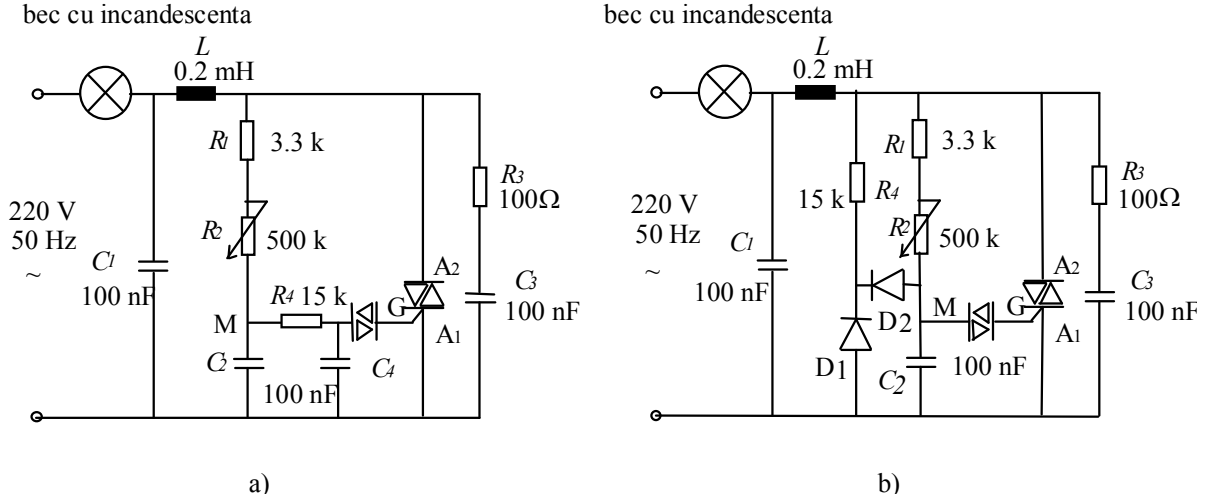


Fig. 6.47. Variatoare de putere fără histerezis.

Circuitele de comandă discutate au avantajul că funcționează alimentate **direct de la rețea** şi nu complică aparatul cu alimentatoare suplimentare (transformatoare, redresoare, filtre...). În cazul în care se urmăreşte realizarea unui sistem mai performant (ca, de exemplu, termostatarea unei incinte) sau sursele de

alimentare cu tensiune continuă sunt oricum utilizate, controlul amorsării tiristoarelor sau triacelor poate fi efectuat cu **circuite integrate specializate**. Acestea permit **controlul electronic** al unghiului de deschidere prin intermediul unei tensiuni electrice. Astfel, circuitul βA145, produs de IPRS, controlează unghiul de conducție între 0 şi 178^o cînd tensiunea sa de comandă evoluează între 0 şi 8 V, dependența fiind liniară.

3.E. Redresoare controlate

Prima aplicație a tiristoarelor a fost legată de redresare, din acest motiv ele fiind cunoscute în literatura de limbă engleză ca "silicon controlled rectifiers" (rectifier înseamnă redresor). Prin înlocuirea cu tiristoare a două diode dintr-o punte se obține un redresor dublă alternanță comandat (Fig. 6.8 a). În absența pulsurilor de comandă, tiristoarele sunt blocate şi curentul pe sarcină este identic nul. La cealaltă extremă, dacă tiristoarele ar fi tot timpul amorsate, funcționarea lor ar fi identică cu aceea a unor diode şi pe sarcină am găsi binecunoscuta tensiune de la redresarea dublă alternanță (desenul b al figurii).

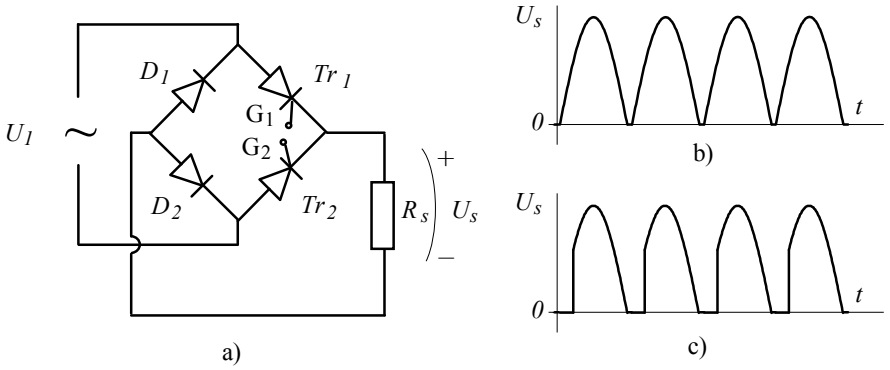


Fig. 6.48. Redresorul controlat.

În funcționare, însă, tiristoarele sunt amorsate cu un anumit unghi de întîrziere față de începutul semialternanțelor (ca în Fig. 6.48 c) şi, astfel, tensiunea medie pe sarcină poate fi controlată gradual între zero şi valoarea maximă (care s-ar obține cu puntea obişnuită). În figură nu a fost reprezentat circuitul de comandă pentru porțile celor două tiristoare. Acesta trebuie să genereze pulsuri de curent cu întîrzierere controlată, la fel ca la variatoarele de putere discutate anterior.

Dezavantajul tiristoarelor de a conduce într-un singur sens poate fi depăşit prin utilizarea unei punți de diode, ca în Fig. 6.49. Evoluția curentului prin sarcină este similară cu aceea furnizată de un variator de putere cu triac dar tiristoarele se fabrică pentru curenți mai mari decît triacele (care ajung numai pe la 10 A). Deşi circuitul este asemănător cu cel de la redresorul dublă alternanță, trebuie remarcat că aici tiristorul este cuplat în locul unde era sarcina, pentru că el nu poate conduce decît într-un singur sens. În schimb, sarcina este acum legată înaintea punții, ea find alimentată în curent alternativ.

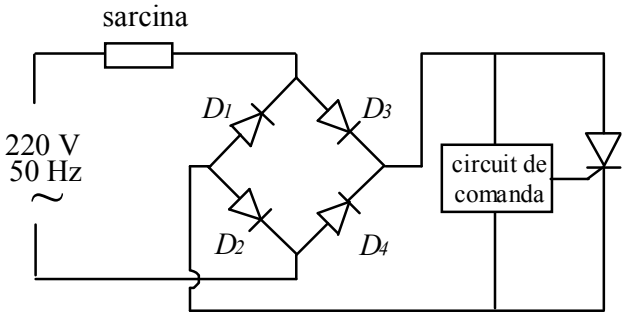


Fig. 6.49. Variator de putere dublă alternanță cu tiristor şi punte.

Enunţuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memoraţi)

-Diacul este un dipol care are o caracteristică simetrică cu regiuni cu rezistenţă dinamică negativă; tensiunea sa de amorsare este în domeniul 30-40 V.

- Diacul are simbolul **şi este utilizat în circuite alimentate direct de la reţea pentru producerea pulsurilor de curent necesare amorsării tiristoarelor şi triacelor.**

- Tiristorul (sau dioda comandată, SCR în engleză) este un dispozitiv cu trei borne destinat controlării unui curent mare, care trece într-un singur sens, de la anod la catod; controlul se efectuează prin intermediul curentului de poartă.

-Pentru tiristor se utilizează simbolul

- Caracteristica statică anod-catod a tiristorului are tensiunea de amorare suficient de mare pentru a nu putea fi atinsă în aplicaţii; saltul de amorsare are loc numai la apariţia unui curent de poartă, care coboară tensiunea de amorsare la valori foarte mici (1 - 2 V).

- După amorsare, dispariţia curentului de poartă nu mai poate produce blocarea tiristorului; aceasta se poate face numai prin întreruperea curentului anod-catod; din acest motiv tiristorul este utilizat rar în aplicaţii la curent continuu.

- Aplicaţia tipică a tiristorului este în circuitele de curent alternativ; aici momentul amorsării este controlat prin impulsul de curent în poartă iar blocarea se face automat la trecerea prin zero a curentului.

- Triacul este un tiristor bilateral, la care curentul controlat poate să circule în ambele sensuri; simbolul rezervat pentru el este

.

- Comanda triacului se face printr-un terminal unic, numit poartă. Pentru a obţine sebsibilităţi mai bune, sensul curentului de poartă trebuie să coincidă cu sensul curentului comandat.

- La variatoarele de putere cu undă plină, sarcina primeşte semialternanţe întregi ale tensiunii alternative de alimentare: una din două, una din trei, ş.a.m.d.; acest tip de control al puterii medii pe sarcină este lent.

- Principiul variatoarelor de putere cu undă tăiată constă în alimentarea sarcinii cu porţiuni de semialternanţă, mai lungi sau mai scurte; fiecare din ele începe la un moment dictat de pulsul de comandă şi se sfîrşeşte la trecerea prin zero a curentului.

- Conntrolul puterii cu undă tăiată este mai rapid dar variaţiile bruşte ale curentului produc perturbaţii electromagnetice.

- Circuitele care comandă variatoarele de putere cu undă tăiată furnizează pulsuri de curent, sicronizate cu reţeaua de alimentare dar întîrziate faţă de trecerea prin zero a acesteia; prin modificarea unghiului de întîrziere se controlează unghiul de conducţie şi, astfel, puterea medie pe sarcină.

-Pentru producerea acestor pulsuri se utilizează dispozitive cu rezistenţă dinamică negativă: diace, becuri cu neon sau tranzistoare unijoncţiune.

- Dacă circuitul poate fi mai complicat şi nu trebuie alimentat direct de la reţea, pentru producerea pulsurilor de comandă se pot utiliza circuite integrate specializate.

Termeni noi

-diac dipol care are o caracteristică simetrică cu regiuni cu rezistenţă dinamică negativă; tensiunea sa de amorsare este în domeniul 30-40 V şi este utilizat pentru controlul amorsării tiristoarelor şi triacelor;

-tiristor dispozitiv cu trei borne, destinat controlării în regim de comutaţie a unui curent mare, care trece într-un singur sens, de la anod la catod; controlul se efectuează prin intermediul curentului de poartă;

-triac dispozitiv cu trei borne, similar cu tiristorul, dar la care curentul controlat trece în ambele sensuri;

-variator de putere circuit care controlează puterea medie pe o sarcină;

-controlul puterii cu undă plină control al puterii, realizat în curent alternativ prin trimiterea pe sarcină numai a anumitor semialternanţe;

-controlul puterii cu undă tăiată control al puterii, realizat în curent alternativ prin trimiterea pe sarcină a unor porţiuni de semialternanţe, mai lungi sau mai scurte; în practică se controlează momentul de început al conducţiei;

-unghi de întîrziere întîrzierea faţă de începutul semialternanţei, exprimată în grade, la care începe să circule curent prin sarcină; o semialternanţa durează 180^{o};

-unghi de conducţie durata, exprimată în grade, în care curentul circulă prin sarcină;

-redresor comandat redresor la care căile de curent sunt controlate cu tiristoare, numite şi diode comandate; astfel, sarcina primeşte curent de la redresor, pe fiecare semialternanţă, numai după amorsarea tiristoarelor;

Probleme propuse

P 6.3.1. La bornele circuitului din Fig. 6.50 se aplică o tensiune care evoluează în timp conform desenului. Diacul are tensiunea de amorsare de 38 V şi curentul de menţinere de 0.5 mA. Determinaţi şi reprezentaţi grafic evoluţiile în timp a tensiunii la bornele diacului şi a curentului.

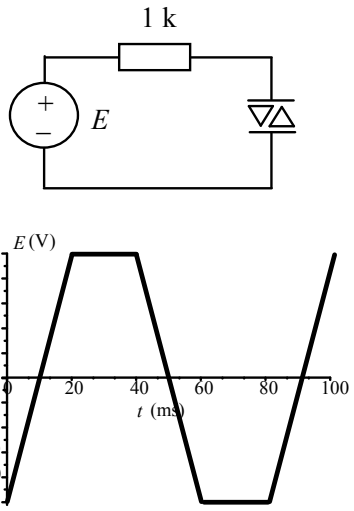


Fig. 6.50.

P 6.3.2. La circuitul din Fig. 6.49, care este un variator de putere cu tiristor şi punte de diode nu am desenat explicit circuitul de comandă. Acesta este legat între anodul şi catodul tiristorului unde, cu tiristorul blocat, tensiunea este cea obţinută de la o punte dublă alternanţă . Din acest motiv, putem utiliza pentru comandă un oscilator de relaxare sincronizat, cu tranzistor unijoncţiune (Fig. 6.51), ca cel studiat la problema P 6.2.2. Formele de undă desenate sunt valabile cînd tiristorul este blocat.

a) După cît timp de la începerea unei semialternanţe dioda Zener începe să limiteze tensiunea ? Exprimaţi acest timp în grade (o semialternanţă are 10 ms şi 180^{o}).

b) Presupunînd că tranzistorul unijoncţiune are un raport de divizare intrinsec de 0.5, calculaţi valoarea rezistenţei R astfel încît amorsarea tranzistorului să se producă cu o întîrziere de 30^{o} de la începutul semialternanţei (ţineţi seama şi de întîrzierea obţinută la punctul precedent).

c) Calculaţi valoarea rezistenţei R necesară pentru un unghi de întîrziere de 150^{o} ?

d) Ce procent din puterea maximă ajunge pe sarcină în cazurile celor două puncte precedente ? (utilizaţi graficul din Fig. 6.44)

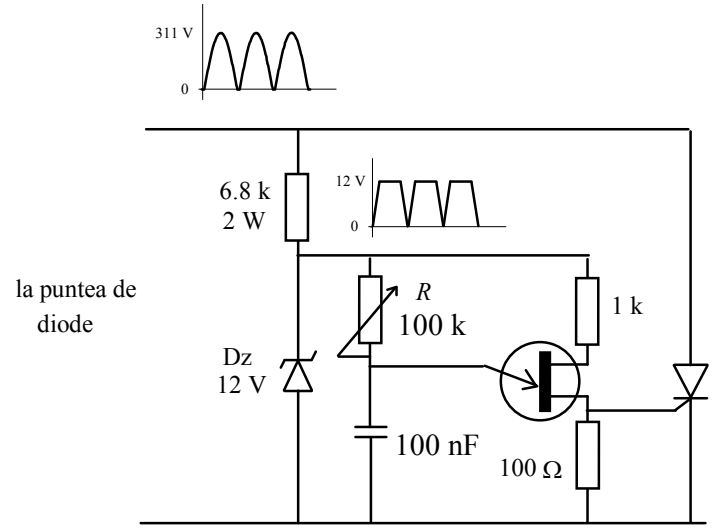


Fig. 6.51.

Lucrare experimentală

Experimentul 1. Caracteristica statică a diacului

Vom încerca aici să explorăm caracteristica statică a diacului şi să vedem cu ochii noştri salturile şi parcurgerea ei cu histerezis, aşa cum am discutat la Secţiunea 6.1 despre dispozitive cu rezistenţă dinamică negativă. Pentru aceasta, vom avea nevoie de circuitul din Fig. 6.52. În stînga aveţi un bloc care furnizează o **tensiune continuă,** reglabilă cu un potenţiometru între - 50 V şi +50 V. Acest bloc este deja realizat pe planşetă, nu trebuie decît să-i furnizaţi tensiunea **alternativă** necesară, din secundarul transformatorului (traseele albastre) de pe planşeta cu variatorul de putere cu tiristor. De asemenea, circuitul constînd în rezistenţa R_1 de 2 kΩ, diac şi rezistenţa R_2 de 20 Ω este şi el gata construit şi aşteaptă doar să-l completaţi cu un conductor la borna B şi să-l legaţi la sursa de tensiune reglabilă.

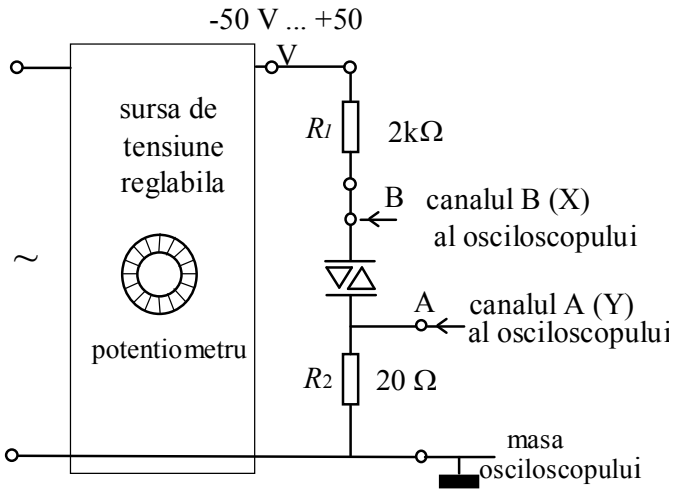


Fig. 6.52. Circuitul pentru explorarea caracteristicii statice a diacului.

Rezistenţa R_1 are rolul de a limita curentul, ea fiind rezistenţa de sarcină de la discuţia caracteristicii statice. Vom determina punctul static în care se găseşte circuitul (tensiunea pe diac şi curentul) cu ajutorul unui **osciloscop**; el are avantajul că răspunde foarte rapid (mult mai rapid decît am putea noi să citim indicatiile unui aparat de măsură) şi poate afişa pe ecran chiar forma caracteristicii.

Osciloscopul este un **voltmetru** care are în general două canale, notate cu Y_A şi Y_B şi afişează pe ecran dependenţa de timp a tensiunilor prezente la intrările canalelor; pentru aceasta, **spotul** (punctul luminos) se deplasează periodic pe axa X, cu viteză constantă. Aparatul poate funcţiona însă şi în modul XY; pentru varianta cu care veţi lucra poziţia spotului pe axa X este controlată de tensiunea de intrare a canalului B, canalul A rămînînd să controleze poziţia pe axa Y a ecranului.

Cele două intrări ale osciloscopului au, datorită principiului de construcţie o bornă comună, **masa**. Ele nu măsoară deci **decît tensiuni faţă de masă**. Din acest motiv, pentru vizualizarea caracteristicii statice folosim un truc. Cum pe axa Y trebuie să avem informaţia de curent, o convertim într-o tensiune faţă de masă prin intercalarea rezistenţei R_2. Vom lega intrarea canalului A (el controlează deplasarea pe axa Y) în punctul A de pe schemă, avînd relaţia de corespondenţă

$$U_Y = I_{diac} \cdot 20\Omega .$$

Mai rămîne să aplicăm pe canalul B tensiunea de pe diac. Masa osciloscopului este legată la masa montajului şi dacă legăm intrarea canalului B al osciloscopului în punctul B al montajului, el va măsura, de fapt suma dintre tensiunea de pe diac şi cea de pe rezistenţa R_2. Nu este ceea ce dorim, dar putem alege rezistenţa R_2 atît de mică încît contribuţia ei să fie neglijabilă $I_{diac} \cdot R_2 << U_{diac}$ şi astfel tensiunea văzută de canalul B să fie practic tensiunea pe diac.

Observaţie: Micşorarea rezistenţei R_2 face ca tensiunea culeasă de canalul A să devine mică dar osciloscopul are posibilitatea modificării independente a sensibilităţii fiecărui canal într-un domeniu extrem de larg (tipic între 5 mV/div şi 20 V/div).

După ce aţi legat unde trebuie sondele osciloscopului, treceţi-l pe modul XY şi, fără tensiune aplicată la capătului lui R_1, reglaţi poziţia spotului în mijlocul ecranului. Stabiliţi sensibilitatea la 10 V/div pe canalul B (care măsoară tensiunea pe diac) şi 20 mV/div pentru canalul A. Aplicaţi tensiunea continuă la capătul de sus al rezistenţei R_1 şi rotiţi potenţiometrul aducînd tensiunea pe diac la zero (spotul în mijlocul ecranului).

Calculaţi cît înseamna în valori de intensitate, o diviziune pe axa verticală şi pregătiţi-vă să desenaţi detaliat cadranul I al caracteristicii. Începeţi rotirea lentă a potenţiometrului, deplasînd spotul spre dreapta. Ţineţi seama că o diviziune (**pătratul** de pe scală**)** înseamnă 10 V şi observaţi ce se întîmplă. Dacă saltul a fost prea rapid şi nu aţi avut timp să reţineţi ultima valoarea a tensiunii dinainte de salt, reluaţi procesul, plecînd din nou de la tensiune zero. Determinaţi, astfel, **tensiunea de amorsare**. Desenaţi pe graficul dumneavoastră, cu linie continuă, porţiunea de caracteristică pe care diacul era blocat.

Măsuraţi cu precizie coordonatele (tensiune şi curent) ale punctelor de început şi sfîrsit ale saltului de amorsare. Desenaţi acest salt pe grafic, cu linie punctată. Verificaţi că el se face pe linia dreptei de sarcină (cunoaşteţi valoarea acesteia !)

După amorsare, continuaţi să rotiţi potenţiometrul în acelaşi sens, crescînd tensiunea E. Ce se întîmplă cu tensiunea pe diac ? Notaţi-vă această valoare, ea este **tensiunea reziduală**. Desenaţi şi această porţiune de caracteristică, cu linie continuă.

După ce aţi ajuns cu potenţiometrul la capăt, rotiţi-l încet în sens invers. Desenaţi restul din regiunea de conducţie, care apare acum. Observaţi, apoi, saltul de blocare şi desenaţi-l şi pe el.. Pentru a-l vedea mai bine, măriţi sensibilitatea pe axa Y. Determinaţi cu precizie coordonatele capetelor sale şi verificaţi că şi acest salt se efectează pe linia dreptei de sarcină. Măsuraţi valoarea curentului de menţinere şi notaţi-o pe caiet.

Efectuaţi acum de mai multe ori cele două salturi rotind potenţiometrul înainte şi înapoi. Trageţi o concluzie asupra modului în care evoleză diacul pe diferitele porţiuni din caracteristică şi formulaţi-o în scris.

După ce aţi înţeles ce se întîmplă în cadranul I al graficului curent-tensiune, rotiţi potenţiometrul astfel încît să produceţi amorsarea diacului în sensul celălalt al curentului (cadranul III al graficului). Este funcţionarea sa simetrică ?

Trasarea automată a caracteisticii

Deplasarea manuală a punctului de funcţionare a fost necesară pentru a putea face diferenţa între evoluţia pe caracteristică şi salturi. Dispozitivul evoluează cuasistatic şi la viteze mult mai mari, puteţi încerca acest lucru rotind rapid potenţiometrul sau **găsind o tensiune care să facă acest lucru în locul dumneavoastră**, adică să evolueze periodic între -50 V şi 50 V. Această tensiune o aveţi deja, este tensiunea alternativă cu care aţi alimentat sursa de tensiune continuă. Pentru aceasta, desfaceţi legătura sursei continue de la capătul de sus al rezistenţei R_1 şi legaţi aici chiar capătul secundarului transformatorului, ca în desenul din Fig. 6.53. De data aceasta, tensiunea E va evolua

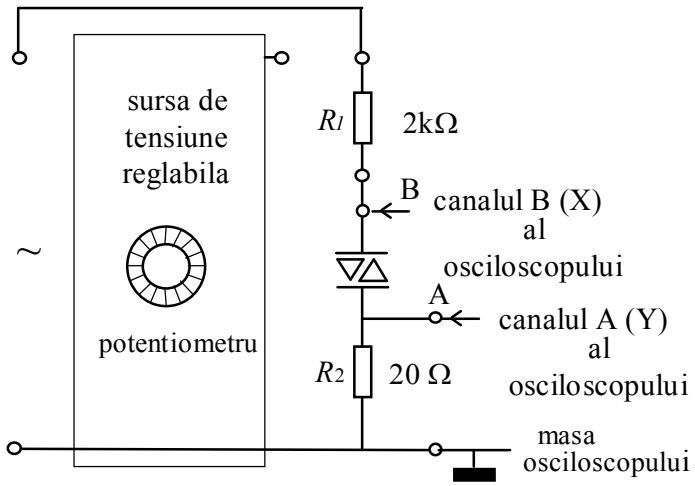


Fig. 6.53. Circuit pentru trasarea automată a caracteristicii statice a diacului.

automat între -50 V şi 50 V cu o frecvenţă de 50 Hz. La aceste viteze, inerţia ochiului ne oferă un efect interesant: vizualizarea traiectoriei punctului de funcţionare, adică imaginea caracteristicii. Deoarece salturile sunt foarte rapide, între capetele lor apare o linie puţin luminoasă, care este de fapt numai traiectoria spotului, el nefiind destul de rapid ca să urmărească evoluţia curentului şi tensiunii pe diac. Desenaţi din nou caracteristica statică, de data aceasta în ambele cadrane. Completati desenul cu sensurile de parcurgere pe care le-aţi aflat la parcurgerea manuală a caracteristicii.

Experimentul 2. Diacul în curent alternativ

Studiem în continuare circuitul de la experimentul precedent: un diac legat în serie cu un rezistor şi, alimentate la o tensiune alternativă sinusoidală (Fig. 6.54). Pentru a înţelege ce se întîmplă, recitiţi problema rezolvată de la sfîrşitul secţiunii 6.1 şi problema **P 6.3.1** de la această secţiune.

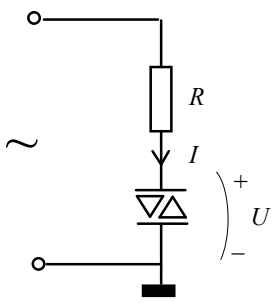


Fig. 6.54.

Treceţi osciloscopul în funcţionare normală (deplasarea automată a spotului pe axa X cu viteză constantă) şi vizualizaţi dependenţa de timp a tensiunii şi curentului. Ajustaţi viteza de baleiere (baza de timp) astfel încît să aveţi pe ecran 1-2 perioade. Desenaţi **sincron** (unul sub altul, cu aceeaşi axă orizontală) aceste grafice (este bine să vă desenaţi, mai întîi, cu linie punctată, nişte sinusoide). Explicaţi evoluţia tensiunii şi curentului în timp, arătînd pe grafice intervalele în care diacul este blocat sau amorsat.

Explicaţi de ce dacă înmulţim cu o constantă adecvată dependenţa de timp a curentului şi o adunăm cu aceea a tensiunii obţinem o sinusoidă. Puteţi utiliza această observaţie pentru deducerea imediată a formei de undă a curentului, după ce aţi determinat-o pe aceea a tensiunii.

Experimentul 3. Amorsarea şi blocarea tiristorului

Veţi investiga acum comportarea unui tiristor de 1 A care rezistă la o tensiune de cel puţin 400 V. Mai întîi veţi învăţa să-l amorsaţi şi să-l blocaţi **în curent continuu.** Aveţi pe planşetă un circuit ca în Fig. 6.55. Alimentaţi circuitul de la o sursă de tensiune continuă cu valoarea de 20 V. Observaţi şi notaţi starea becului. Cuplaţi apoi şi sursa de alimentare din poarta tiristorului, **după ce aţi reglat la zero tensiunea sa.**

Aveţi un curent nul prin poartă. Verificaţi încă o dată dacă becul este aprins sau nu şi începeţi să creşteţi încet curentul de poartă prin mărirea tensiunii sursei V_{A2}. Observaţi ce se întîmplă la o anumită valoare a curentului de poartă şi notaţi această valoare. Dacă nu aţi avut timp să notaţi valoarea, întrerupeţi alimentarea planşetei, alimentaţi-o din nou şi reluaţi procesul. Formulaţi în scris această observaţie.

După aprinderea becului, mai avem nevoie de curentul de poartă ? Pentru a răspunde la această întrebare întrerupeţi circuitul de poartă (desfaceţi legătura între miliampermetru şi punctul B). S-a blocat tiristorul ? Formulaţi o concluzie în privinţa a ceea ce putem face prin curentul de poartă.

Nici formularea concluziei nu ne-a ajutat să stingem becul. **În absenţa curentului de poartă,** încercaţi o soluţie de "forţă brută": întrerupeţi chiar şi pentru un timp foarte scurt curentul prin bec scoţind firul de alimentare a plăcii. La revenirea alimentarii tiristorul mai este amorsat ? Formulaţi o concluzie asupra modului în care puteţi bloca un tiristor deja amorsat.

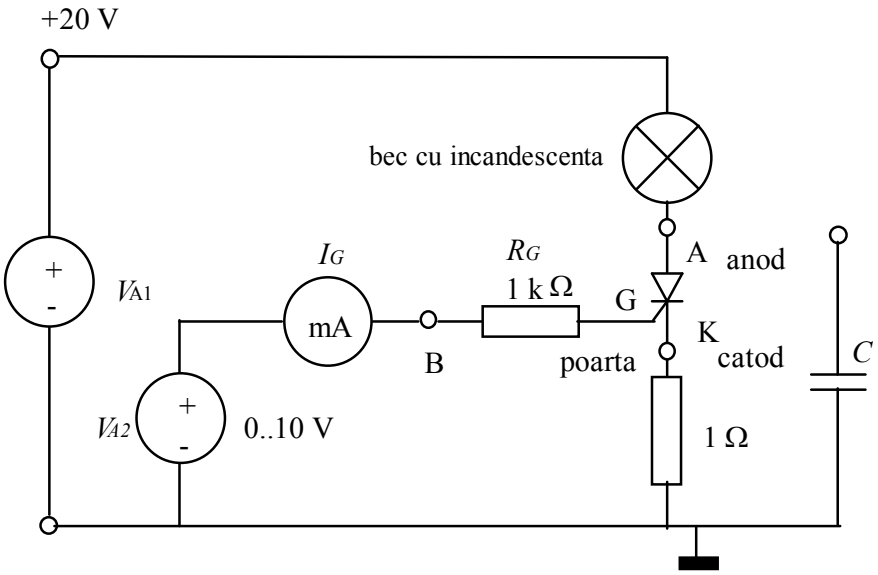


Fig. 6.55.Circuit pentru studiul amorsării şi blocării tiristorului.

Este nevoie să anulăm curentul prin bec sau doar curentul prin tiristor ? Noi i-am anulat pe amîndoi pentră că becul era în serie cu terminalul de anod al tiristorului. Putem încerca un truc. Amorsăm tiristorul, anulăm curentul de poartă dar nu mai întrerupem alimentarea. În schimb facem un **scurtcircuit între anod şi catod**. Becul continuă să ardă deoarece curentul care înainte trecea prin tiristor circulă acum prin sîrma cu care am realizat scurtcircuitul. Prin tiristor însă **nu mai circulă curent**. Desfaceţi scurtcircuitul. Îşi mai aduce aminte tiristorul că era în conducţie ? Formulaţi o concluzie.

Noi am menţinut curentul nul prin tiristor un timp destul de lung. Putem încerca şi altceva. Amorsaţi tiristorul şi apoi anulaţi curentul de poartă. Nu vom mai scurtcircuita cu un conductor bornele de anod şi catod. În schimb vom lega între ele **un condensator decărcat complet (cu tensiune nulă)**. Îl aveţi pe planşetă în dreapta. Scurtcircuitaţi-i pentru un anumit interval bornele ca să vă asiguraţi că este descărcat. Apoi legaţi-l la anodul tiristorului amorsat (celaltă bornă este legată constructiv la catod). Ce se întîmplă cu becul ? Formulaţi o explicaţie.

În încheierea experimentului formulaţi o concluzie generală asupra modului în care poate fi amorsat şi apoi blocat un tiristor.

Experimentul 4. Caracteristica statică a tiristorului

Pentru trasarea automată a caracteristicii statice a tiristorului vom utiliza un circuit (Fig. 6.56) similar cu cel de la diac. Singura deosebire este că acum avem un terminal în plus, poarta, prin care vom trimite un curent constant. După ce v-aţi copiat schema circuitului, alimentaţi cu tensiune alternativă de la transformatorul plăcii cu variator cu tiristor (traseele albastre). Treceţi osciloscopul în modul XY, aduceţi spotul în mijlocul ecranului şi legaţi intrările A şi B ale osciloscopului la circuit.

Începeţi cu un curent de poartă egal cu zero. Cum arată forma caracteristicii ? De ce nu observaţi punctul de întoarcere (amorsarea) ? Amintiţi-vă că aveţi un tiristor de 400 V. Creşteţi apoi încet curentul de poartă. La un moment dat, punctul de întoarcere "intră în ecran" venind din dreapta. Desenaţi caracteristica pentru două valori diferite ale curentului de poartă. Formulaţi în scris o concluzie despre influenţa curentului de poartă asupra tensiunii de amorsare.

Creşteţi curentul de poartă pînă cînd caracteristica devine asemănătoare cu aceea a unei diode. Desenaţi-o şi notaţi curentul de poartă la care se întîmplă acest lucru. Măsuraţi valoarea tensiunii reziduale.

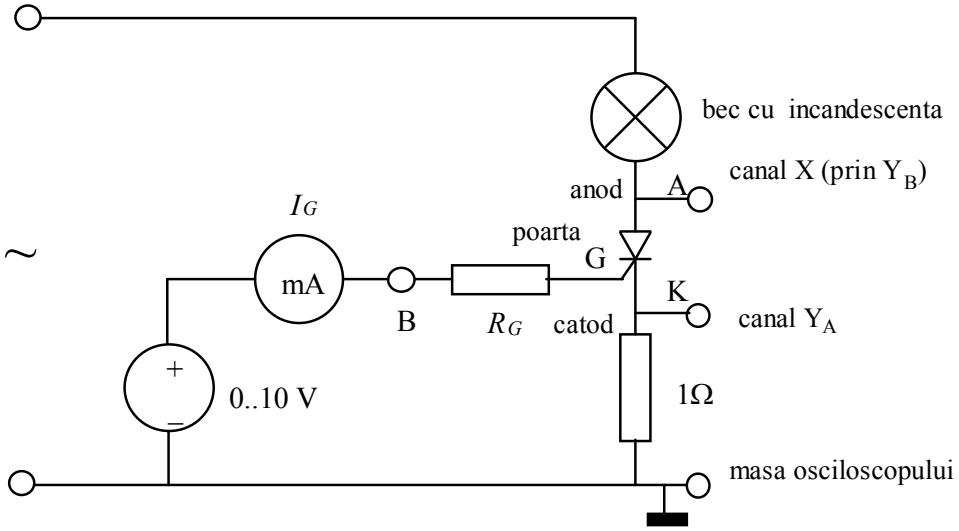


Fig. 6.56. Circuit pentru trasarea automată a caracteristicii statice anod-catod a tiristorului.

Experimentul 5. Variatorul de putere cu tiristor

Există o multitudine de variante de circuite care controlează momentul apariţiei pulsurilor de comandă a amorsării. În schema realizată pe planşetă şi prezentată în Fig. 6.57, modificarea valorii rezistenţei R schimbă defazajul tensiunii între punctele M şi N , amplitudinea sa rămînînd constantă. Astfel, dioda D se deschide mai devreme sau mai tîrziu, aplicînd pe poartă curentul necesar amorsării. Rezistenţa de 1 Ω a fost introdusă ca şi la experimentele anterioare pentru a putea vizualiza evoluţia curentului. Valoarea ei este suficient de mică astfel încît căderea de tensiune la bornele sale să fie neglijabilă faţă de tensiunea anod catod.

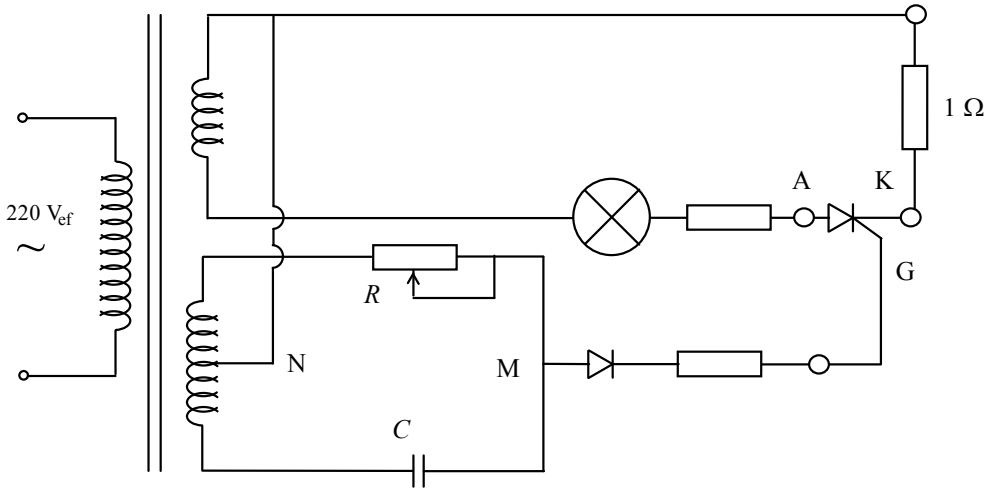


Fig. 6.57. Variator de putere cu tiristor.

Cuplaţi ştecherul la reţeaua de alimentare a laboratorului (220 V, 50 Hz) şi rotiţi axul potenţiometrului, observînd modificarea intensităţii luminoase a becului montat ca sarcină. Vizualizaţi pe cele două canale ale osciloscopului evoluţia în timp a tensiunii anod catod şi a curentului prin sarcină, pentru diverse poziţii ale potenţiometrului. Dacă nu reuşiţi să descoperiţi cum trebuie legat osciloscopul, întorceţi-vă la schema din Fig. 6.56: trebuie să utilizaţi acelaşi principiu. Conduce tiristorul pe amîndouă semialternanţele ?

Alegeţi o poziţie a potenţiometrului pentru care unghiul de deschidere are o valoare intermediară şi, desenaţi cele două forme de undă, ale curentului şi ale tensiunii, **sincron,** una sub cealaltă (mai întîi desenaţi punctat cîte o sinusoidă pe fiecare grafic şi liniile verticale corespunzătoare salturilor). Notaţi intervalele în care tiristorul este blocat sau conduce şi calculaţi, aproximativ, unghiul de deshidere.

Explicaţi de ce blocarea tiristorului are loc **înainte** de trecerea prin zero a tensiunii de alimentare. Determinaţi valoarea **curentului de menţinere** şi, de asemenea, a tensiunii reziduale.

Modificaţi valoarea unghiului de deschidere şi desenaţi din nou graficele.

Experimentul 6. Variatorul de putere cu triac

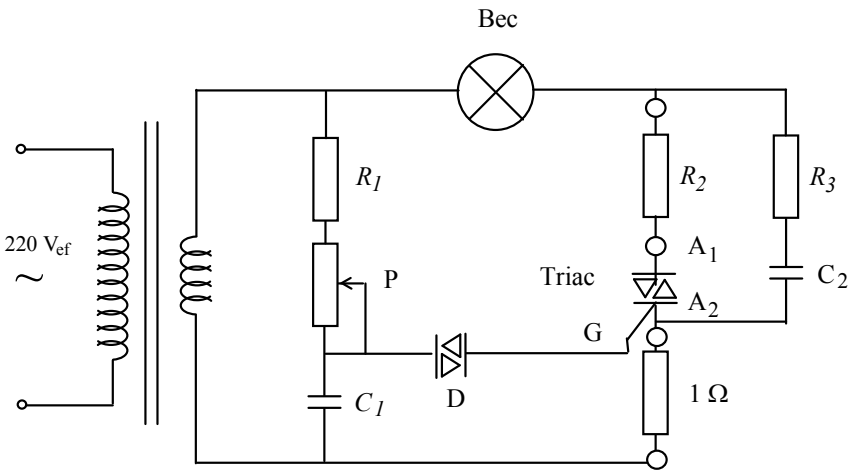


Fig. 6.58. Variator de putere cu triac.

Circuitul din Fig. 6.58, pe care îl aveţi realizat pe planşetă, este un circuit tipic utilizat pentru controlul puterii becurilor cu incandescenţă. Pentru a evita riscul unor electrocutării, el a fost construit să funcţioneze la o tensiune mai mică decît 220 V. Rezistenţa de 1 Ω a fost introdusă ca şi la experimentele anterioare pentru a putea vizualiza evoluţia curentului. Valoarea ei este suficient de mică astfel încît căderea de tensiune la bornele sale să fie neglijabilă faţă de tensiunea anod catod.

Utilizînd cele două canale ale osciloscopului, vizualizaţi simultan evoluţia în timp a curentului prin sarcină şi a tensiunii între anozii triacului. Formulaţi o concluzie asupra diferenţei de comportare între tiristor şi triac. Determinaţi valorile curentului de menţinere şi a tensiunii reziduale.

Desenaţi sincron aceste forme de undă. Încercaţi să justificaţi că dacă le înmulţim cu constante adecvate şi le adunăm, obţinem o sumă care este o sinusoidă.

Pagină distractivă

După ce ai citit cîteva cărţi şi manuale străine, ceea ce te uimeşte cînd revii la manualele scrise pe la noi este preţiozitatea limbajului, stilul "academic", parcă mai accentuat pe măsură ce vîrsta cititorului căruia i se adresează este mai mică. Autorii respectivi nu ar scrie nici în ruptul capului "rezistorul R_2 trage în sus potenţialul punctului M" sau "din circuitul integrat este absorbit un curent pe la borna 5". Complicarea inutilă a limbajului încearcă de multe ori să ascundă neştiinţa autorilor respectivi şi conduce la afirmaţii false, ca să nu spunem aberante. Iată ce ne spun autorii unui manual de liceu[1] despre alimentatoarele electronice

"În practică, montajele electrice şi electronice pot fi alimentate şi de la surse (alimentatoare) electronice, a căror rezistenţă internă variază neliniar, deci nu putem aplica legea lui Ohm".

Care va să zică, pentru a putea aplica legea lui Ohm ar trebui ca rezistenţa internă să varieze liniar. Ne ajunge atît, nici nu ne mai întrebăm în raport cu ce variabilă.

La cîteva pagini distanţă, autorii îşi imaginează cum ar sta lucrurile cu adaptarea de impedanţă, necesară transferului maxim de putere:

"În circuitele cu curenţi de mică intensitate (în radiotehnică, telecomunicaţii), se spune că rezistenţa receptorului este adaptată la rezistenţa generatorului. Această condiţie rămîne valabilă şi în regim variabil (ai auzit, probabil, că "rezistenţa în regim variabil" a difuzoarelor sau a boxelor trebuie să fie egală cu cea a amplificatorului, deoarece, în caz contrar, puterea acustică reală este mai mică decît valoarea nominală înscrisă în prospectul amplificatorului de către firma constructoare)."

În ciuda limbajului foarte serios (puterea acustică reală, etc.), realitatea se încăpăţînează să fie altfel. În radiotehnică şi telecomunicaţii "rezistenţele" chiar sunt adaptate (nu numai "se spune" cum afirmă specialiştii noştri) nu pentru că avem "curenţi de mică intensitate" ci pentru că **frecvenţele sunt mari,** circuitele sunt cu parametri distribuiţi iar adaptarea se face cu impedanţa caracteristică a liniei de transmisie (a cablului). Cît despre exemplul din audiofrecvenţă cu egalitatea dintre impedanţa difuzorului şi cea a amplificatorului, suntem în plin suprarealism. Puteţi oricînd înlocui difuzorul de 8 Ω cu unul de 4 Ω, puterea obţinută va fi mai mare şi în consecinţă vor creşte **distorsiunile** şi s-ar putea să distrugeţi amplificatorul prin supraîncălzire. Nici vorbă de egalitatea impedanţelor, aceea a amplificatorului este mult mai mică.

Ştim că prin consumatoare curentul circulă de la potenţial ridicat la potenţial coborît, pe cînd în generatoare curentul trece de la potenţial coborît la potenţial ridicat; putem să ţinem minte uşor acest lucru prin analogie cu sistemele hidraulice. Iată cît de complicat apare aceasta în manualul citat mai sus:

"Tensiunea la borne (de la potenţialul mai mare către potenţialul mai mic) are acelaşi sens ca şi intensitatea curentului prin dipolii pasivi (prin rezistorul R, de exemplu) şi sens opus prin dipolii generatori, activi". Nu putem da vina numai pe autorii respectivi, aproape în toate textele de electrocinetică de pe la noi se defineşte un sens pentru tensiunea electrică în loc să se spună simplu că, de exemplu, potenţialul punctului M este mai ridicat decît al punctului N. Se desenează, astfel, tot felul de săgeţi, inclusiv pe sursele de tensiune, în loc să se scrie binecunoscutele semne + şi - . De ce această opţiune ? Pentru a putea formula regulile mnemotehnice ce constituie în aceste texte "legea a II-a a lui Kirchhoff $\sum E_k = \sum I_k R_k$".

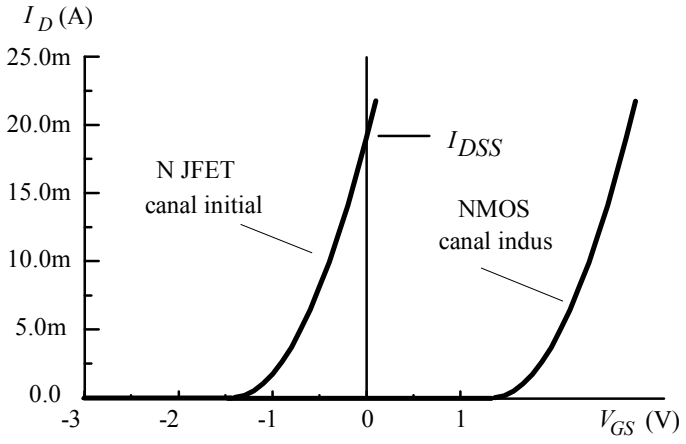
---

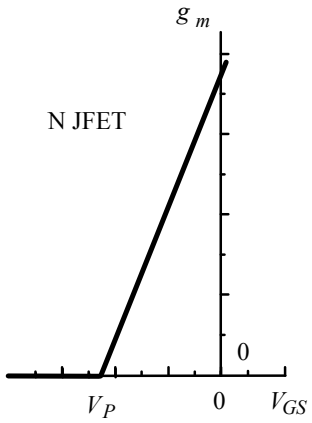
1 ***, "Fizică - Manual pentru clasa a X-a, F1", Editura Teora Educaţional, Bucureşti, 2000, pag. 97.

CAPITOLUL

7

Tranzistoare cu efect de cîmp

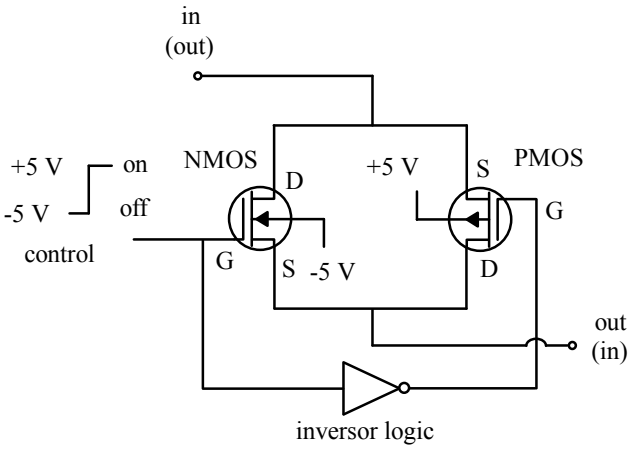




Prezentare generală 217

7.1. Tranzistoare metal-oxid-semiconductor (MOSFET) 218

7.2. Tranzistoare cu poartă joncțiune (JFET) 239



7.1. Tranzistoare metal-oxid-semiconductor (MOSFET)

1.A. Simboluri şi mod de funcţionare 218

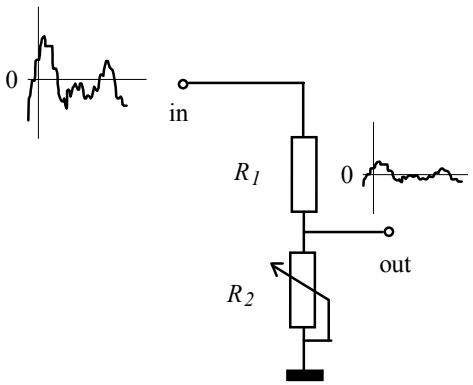
1.B. Caracteristica de transfer 220

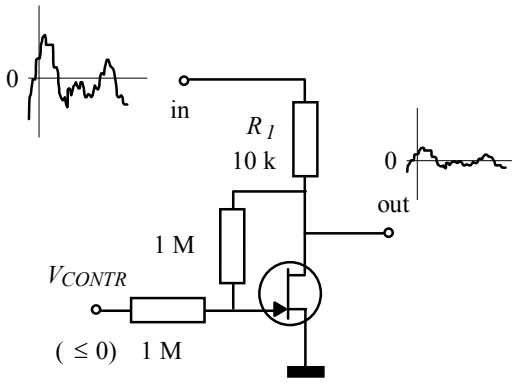
1.C. Caracteristica de ieşire 222

1.D. Aplicaţie: comutatorul analogic 224

Probleme rezolvate 232, probleme propuse 233

Lucrare experimentală 234





7.2. Tranzistoare cu poartă joncţiune (JFET)

2.A. Simboluri şi mod de funcţionare 239

2.B. Caracteristici statice 239

2.C. Surse de curent cu JFET 243

2.D. Repetorul pe sursă 245

2.E. Atenuatorul controlat 246

Problemă rezolvată 250, probleme propuse 251

Lucrare experimentală 253

Prezentare generală

Principiul de funcţionare al triodei cu vid, primul dispozitiv electronic capabil să "amplifice", inventat în 1906 de către Lee De Forest, se bazează pe controlul unui flux de electroni, control realizat prin respingerea parţială a lor de către un cîmp electric. Deoarece electronii sunt respinşi de electrodul de comandă, numit **grilă** (**grid** în engleză), iar suprafaţa acestuia (de forma unei plase) este mică, **intensitatea curentului** de grilă **necesar pentru comanda dispozitivului este practic nulă**.

Pentru a elimina dezavantajele tuburilor electronice, în anii 1930-1935 se fac încercări de a construi un dispozitiv la care un cîmp electric aplicat din exterior să controleze curentul electric printr-un **semiconductor**; tehnologia acestor materiale era abia la început şi tentativa eşuează. În 1945, la Bell Laboratories, Shockley şi apoi Brattain încearcă, fără succes, realizarea unui astfel de dispozitiv. Trei ani mai tîrziu, acelaşi grup descoperă, din întîmplare, **tranzistorul cu contacte punctiforme**. Apoi Shockley imaginează tranzistorul sandwich, **cu joncţiuni**, care se impune rapid începînd cu 1951. Tranzistorul cu contacte punctiforme rămîne doar în istorie; azi, prin tranzistoare bipolare înţelegem, de fapt, tranzistoare bipolare cu joncţiuni.

Controlul curentului de colector se realizează la acest tip de dispozitiv prin **curentul ce străbate joncţiunea emitor-bază**. Privit din afară însă, tranzistorul bipolar poate fi privit atît ca un amplificator ce amplifică cu factorul β (aproximativ constant, de ordinul sutelor) curentul de bază, cît şi ca un dispozitiv **transconductanţă** în care curentul de colector este controlat de tensiunea-bază emitor. Dar, indiferent cum privim noi lucrurile, sursa de semnal care comandă tranzistorul bipolar **trebuie să debiteze sau să absoarbă un curent** care este de ordinul a 1 % din curentul comandat. }i aceasta, dacă nu am ales cumva conexiunea cu bază comună, în care sursa de semnal trebuie să debiteze întregul curent comandat... Astfel, tranzistorul bipolar era, într-un fel, o deziluzie. Din acest motiv, au continuat încercările de a construi un tranzistor la care controlul să se efectueze printr-un cîmp electric, fără să fie nevoie de existenţa unui curent de comandă. Sunt produse, mai întîi tranzistoare cu efect de cîmp cu poartă joncţiune iar în 1960, tot la Bell Laboratories, pornind de la teoria lui Shockley, fizicianul John Atalla realizează primul tranzistor cu efect de cîmp de tip MOS (metal-oxid-semiconductor).

La tranzistoarele cu efect de cîmp (**FET - field effect transistors**) conducţia între **drenă** şi **sursă** are loc printr-o regiune limitată a semiconductorului, numită **canal.** Curentul între terminalul de drenă şi cel de sursă este controlat prin cîmpul electric determinat de tensiunea aplicată pe **poartă (gate)**. Or, cel puţin în principiu, pentru a menţine un cîmp electric nu avem nevoie de un curent care să circule. Astfel,

avantajul esenţal al tranzistoarelor cu efect de cîmp este acela că intensitatea curentului în terminalul porţii este practic nulă.

Din acest motiv,

la tranzistoarele cu efect de cîmp, curentul între terminalul de drenă şi cel de sursă este controlat de tensiunea dintre poartă şi sursă.

Există două tipuri constructive de tranzistoare cu efect de cîmp.

În cazul tranzistoarelor cu poartă joncţiune (JFET), între poartă şi canalul conductor există o joncţiune semiconductoare invers polarizată; astfel, curentul de poartă are valori de ordinul **zecilor de nanoamperi**.

Curenţi de poartă de încă o mie de ori mai mici se obţin în cazul celuilalt tip de tranzistoare cu efect de cîmp.

La tranzistoarele **MOSFET** (**Metal Oxide Semiconductor FET**) poarta este izolată prin intermediul unui strat de dioxid de siliciu şi curentul de poartă este de ordinul **zecilor de picoamperi**.

Clasificarea tranzistoarelor cu efect de cîmp este complicată suplimentar de un alt aspect constructiv. Unele tranzistoare conduc pînă cînd faceţi ceva care să le micşoreze curentul: sunt tranzistoarele care au **canal iniţial** (**depletion mode** în engleză). Toate tranzistoarele JFET şi anumite tranzistoare MOSFET funcţionează după acest principiu. Tranzistoarele de celălalt tip sunt proiectate astfel încît să nu conducă decît dacă aplicaţi un cîmp care să "sape" un canal conductor. Sunt tranzistoarele care au **canal indus** (**enhancement mode** în engleză). Marea majoritate a tranzistoarelor MOSFET au canal indus.

Dacă mai ţinem seama de felul de dopare al canalului, care poate fi *n* sau *p,* am avea în total $2^3 = 8$ tipuri de tranzistoare cu efect de cîmp. Dintre acestea, şase ar putea fi realizate, cinci sunt chiar produse şi numai patru sunt importante. Arborele familiei de tranzistoare cu efect de cîmp poate fi admirat în Fig. 7.1. Din cauza joncţiunii porţii care trebuie să fie întodeauna invers polarizată, tranzistoarele JFET (cu poartă joncţiune) nu pot realizate decît cu canal iniţial. Tranzistoarele cu poartă izolată pot avea oricare dintre aceste tipuri de canale, dar cele cu canal iniţial nu au decît cîteva aplicaţii particulare, aşa că nu trebuie să ne ocupăm decît de tranzistoarele **MOSFET cu canal indus**. Ambele categorii pot avea fie canal *n*, fie canal *p*. Cum funcţionarea celor cu canal *n* este similară cu a tranzistoarelor bipolare NPN, ne vom focaliza atenţia numai asupra acestora.

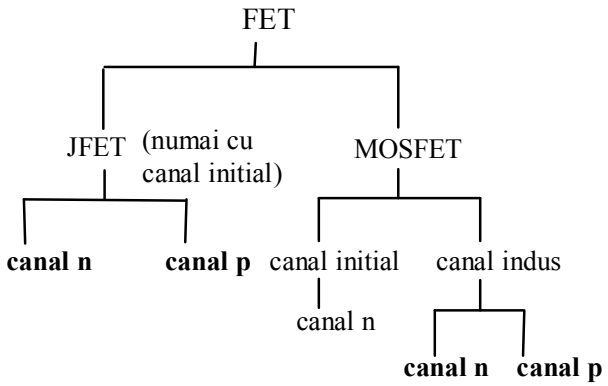


Fig. 7.1. Clasificarea tranzistoarelor cu efect de cîmp.

7.1. Tranzistoare metal-oxid-semiconductor (MOSFET)

1.A. Simboluri şi mod de funcţionare

Tranzistoarele MOSFET (metal oxide semiconductor field effect transistor) sunt dipozitive electronice cu trei terminale active: **poarta G (**de la **gate -** în lb. engleză**) , drena D şi sursa D** (Fig. 7.2 a)**.** În plus, ele mai au un terminal, legat la **substratul** pe care a fost realizat tranzistorul, care trebuie menţinut la cel mai coborît (sau ridicat, după tipul tranzistorului) potenţial din circuit. Poarta este izolată cu un strat de oxid de siliciu, astfel încît **curentul de poartă este practic nul** (putînd ajunge chiar la 1 pA) iar **curenţii de drenă şi sursă sunt practic egali**. Funcţionarea tranzistorului se bazează pe controlul conductanţei electrice a **canalului** între drenă şi sursă, control efectuat prin tensiunea poartă-sursă.

Curentul de poartă este atît de mic încît condensatoarele realizate pe chip-ul de siliciu în cazul memoriilor **ROM** (read-only memory), şi care nu au altă cale de descărcare decît poarta tranzistoarelor MOSFET cu care sunt "citite", îşi păstrează sarcina electrică un timp care ajunge spre zece ani de zile.

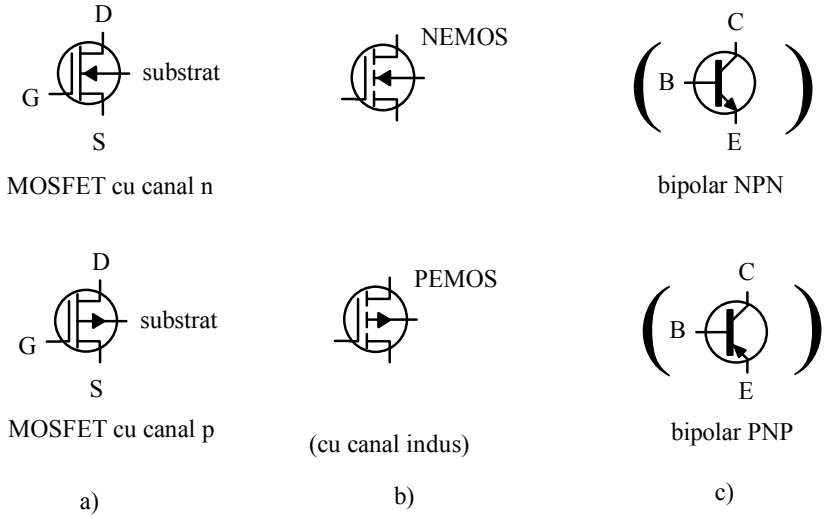


Fig. 7.2. Tranzistoare MOSFET şi tipurile bipolare similare acestora.

Aşa cum spuneam mai sus, după polaritatea lor există două tipuri de tranzistoare MOS: cu canal *n* (NMOS) sau canal *p* (PMOS), iar după principiul de funcţionare avem tranzistoare cu canal indus (nu există canal înainte de aplicarea unei anumite tensiuni pe poartă) sau cu canal iniţial (tensiunea aplicată pe poartă micşorează conductanţa canalului existent). Pentru tranzistoarele NMOS cu canal indus se utilizează şi simbolurile şi prescurtările speciale din Fig. 7.2 b) dar noi vom utiliza sistematic numai simbolurile din desenul a) al figurii.

Ar rezulta, astfel, patru tipuri de tranzistoare MOS. Cu o singură excepţie (pentru foarte înaltă frecvenţă), **tranzistoarele MOS sunt realizate cu canal indus**. Dintre acestea, ca tranzistoare discrete sunt preferate cele NMOS, avînd performanţe mai bune. Din acest motiv vom discuta în continuare numai despre **tranzistoare NMOS cu canal indus**. Modul lor de comandă (Fig. 7.3 a) este similar cu acela al tranzistoarelor bipolar NPN.

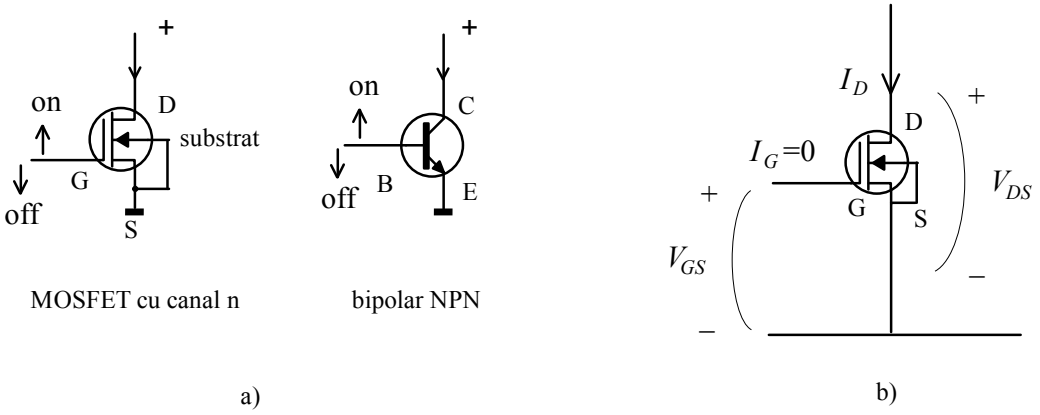


Fig. 7.3. Modul de comandă al tranzistoarelor NMOS şi al tranzistoarelor NPN (a) şi conexiunea cu susă comună (b).

Spuneam mai înainte că, în afara terminalelor "active" (poarta, sursa şi drena), tranzistoarele MOSFET mai au un al patrulea terminal, legat la **substratul** pe care a fost construit tranzistorul. Între canal şi substrat există o joncţiune semiconductoare, reprezentată pe simboluri prin săgeata desenată pe terminalul substratului.

Sensul săgeții arată sensul în care această joncțiune conduce; joncțiunea trebuie însă menținută întodeauna **invers polarizată**, altfel ar compromite funcționarea tranzistorului. Pentru ca această joncțiune să fie blocată în orice moment,

pentru un tranzistor cu canal *n* substratul trebuie să fie legat la cel mai coborît potențial din circuit.

Cea mai utilizată conexiune este accea **cu sursa comună** porturilor de intrare şi ieşire, echivalentă cu conexiunea emitor comun de la tranzistoarele bipolare (Fig. 7.3 b). Cum sursa este legată la potențialul cel mai coborît, substratul a fost legat la sursă. În această conexiune, portul de intrare este între poartă şi sursă iar portul de ieşire este între drenă şi sursă.

Deoarece nu există curent de poartă, nu are sens să vorbim despre caracteristica de intrare.

Vom studia, deci, numai caracteristica de transfer $I_D = f(V_{GS})\big|_{V_{DS}=const.}$ şi cea de ieşire $I_D = f(V_{DS})\big|_{V_{GS}=const.}$

1.B. Caracteristica de transfer

Pentru tensiuni V_{DS} suficient de mari (vom vedea mai tîrziu cît de mari) caracteristica de transfer arată ca în Fig. 7.4 a). Cu tensiune nulă între poartă si sursă, nu există curent de drenă; la aplicarea unei tensiuni pozitive care depăşeşte o anumită valoare V_T, numită **tensiune de prag (threshold** în engleză**),** apare un canal indus, valoarea curentului fiind controlată de tensiunea pe poartă.

Dacă tensiunea poartă-sursă V_{GS} depăşeşte tensinea de prag V_T, curentul depinde parabolic de V_{GS}.

$$\begin{aligned} &I_D = 0 \quad \text{pentru} \quad V_{GS} < V_T \\ &I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \,\text{pentru} \quad V_{GS} \geq V_T \end{aligned} \tag{7.1}$$

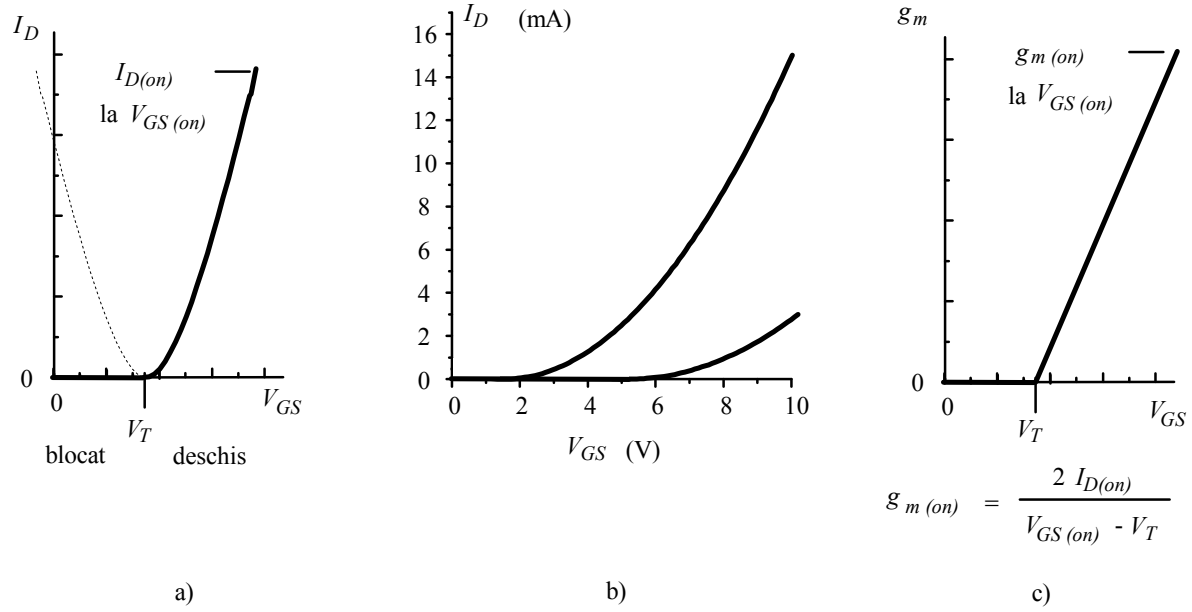
Observație: Deşi sunt notate identic , V_T, nu confundați tensiunea de prag de la tranzistoarele MOSFET cu tensiunea termică; în general, cînd memorați o formulă, încercați să rețineți mai întîi semnificația mărimilor implicate şi apoi simbolurile.

Trebuie remarcat că parabola are minimul chiar pe axa orizontală, la $V_{GS} = V_T$ şi $I_D = 0$; a doua ramură a parabolei (pentru $V_{GS} < V_T$) nu face parte din caracteristica de transfer şi a fost desenată punctat în figură. Vom vedea că diferența $V_{GS} - V_T$ joacă un rol important în relațiile care descriu funcționarea tranzistorului MOSFET, aşa că îi vom acorda o denumuire specială: comanda porții (**gate drive** în limba engleză). Peste tensiunea de prag, curentul are, deci, o dependență pătratică de comanda porții.

Tranzistorul este considerat "complet" deschis (în starea ON) la o anumită valoare a tensiunii V_{GS}, uzual de 10 V, unde se defineşte curentul $I_{D(on)}$.

Valoarea a curentului $I_{D(on)}$ este dată în foile de catalog; de aici s-ar putea estima valoarea parametrul K al tranzistorului

$$K = \frac{I_{D(on)}}{\left(V_{GS(on)} - V_T\right)^2}. \qquad (7.2)$$



a) b) c)

Fig. 7.4. Caracteristica de transfer a unui tranzistor NMOS (a), limitele împrăstierii sale tehnologice pentru tranzistorul 2N4351 (b) şi dependența transconductanței de tensiunea V_{GS} (c).

Din păcate, atît V_T cît **şi** $I_{D(on)}$ **sunt puternic împrăştiate tehnologic** în cadrul exemplarelor pe care producătorii le vînd ca fiind de acelaşi tip. De exemplu, pentru 2N4351 produs de Motorola, tensiunea de prag este în domeniul 1.5 - 5 V, iar $I_{D(on)}$ între 3 şi 15 mA. Caracteristica de transfer are, astfel, o împrăştiere tehnologică mult mai mare decît la tranzistoarele bipolare; limitele acestei împrăştieri, pentru tranzistorul specificat, au fost desenate în Fig. 7.4 b).

La variații mici în jurul unui punct de funcționare, acțiunea tranzistorului poate fi descrisă prin transconductanța $g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}}$. Din relația (7.1) rezultă că transconductanța este proporțională cu comanda porții

$$\boxed{g_m = 2K\left(V_{GS} - V_T\right) = 2\sqrt{K}\sqrt{I_D}} \qquad (7.3)$$

aşa cum se vede în graficul din Fig. 7.4 c); dacă dorim s-o exprimăm în funcție de curentul de drenă,

transconductanța este proporțională cu radical din curentul de drenă.

Valoarea sa cu tranzistorul complet deschis este

$$g_{m(on)} = \frac{2I_{D(on)}}{V_{GS(on)} - V_T} \tag{7.4}$$

Pentru tranzistorul 2N4351, în cel mai favorabil caz ($I_{D(on)} = 15$ mA şi $V_T = 5$ V), obţinem $g_m = 6$ mA/V. Un tranzistor bipolar, operat tot la 15 mA, are transconductanţa $g_m = 15\text{ mA}/25\text{ mV} = 600$ mA/V. În concluzie

tranzistoarele cu efect de cîmp au transconductanţa cu 1-2 ordine de mărime mai mică decît cele bipolare.

Altfel spus, sensibilitatea controlului curentului este mult mai mică la tranzistoarele FET.

1.C. Caracteristica de ieşire

Dacă aplicăm pe poartă o tensiune mai mare decît tensiunea de prag (altfel tranzistorul ar fi blocat) familia de **caracteristici de ieşire** are forma din Fig. 7.5. Fiecare din caracteristici prezintă două regiuni distincte.

La valori V_{DS} mici, curentul de drenă este aproximativ proporţional cu tensiunea drenă-sursă: tranzistorul se comportă ca un **rezistor**.

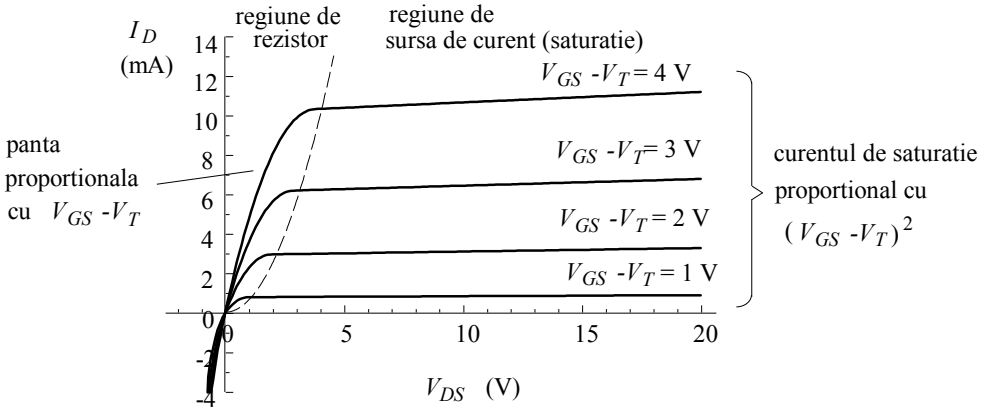


Fig. 7.5. Caracteristici de ieşire pentru tranzistorul MOSFET 2N3797.

Valoarea rezistenţei ohmice echivalente depinde de tensiunea aplicată pe poartă; avem o regiune de **rezistenţă controlată**. Un rezistor adevărat este însă un dispozitiv **simetric**: bornele sale pot fi inversate şi comportarea sa rămîne aceeaşi. În consecinţă, pentru a putea înlocui un rezistor, tranzisorul ar trebui să-şi extindă comportarea liniară a caracteristicii şi la tensiuni negative. Pentru tensiuni drenă-sursă mici în valoare absolută, aşa se şi întîmplă, după cum se poate constata pe figură.

În această regiune, curentul de drenă are expresia aproximativă

$$I_D \cong 2K(V_{GS} - V_T)V_{DS} \tag{7.5}$$

tranzistorul fiind echivalent cu un rezistor de rezistenţă

$$R_{DS} = \frac{1}{2K(V_{GS} - V_T)}, \tag{7.6}$$

controlată de tensiunea aplicată pe poartă. Cum parametrul K nu este dat explicit în foile de catalog, este mult mai util să scriem relaţia precedentă în funcţie de rezistenţa R_{DS0} obţinută la o valoare particulară V_{GS0} a tensiunii poartă-sursă

$$R_{DS} = R_{DS0}\frac{V_{GS0} - V_T}{V_{GS} - V_T}.. \tag{7.7}$$

Cea mai mică valoare a rezistenţei se obţine cînd tranzistorul este complet deschis; ea poate fi exprimată prin parametrul $I_{D(on)}$ ca

$$R_{DS(on)} = \frac{V_{GS(on)} - V_T}{2I_{D(on)}}. \tag{7.8}$$

În foile de catalog este dată valoarea sub care se găseşte garantat această rezistenţă (cel mai defavorabil caz).

Într-a doua regiune, tranzistorul se comportă cu totul altfel:

la valori V_{DS} mari, curentul încetează practic să mai depindă de tensiunea drenă-sursă, **ieşirea** comportîndu-se ca o **sursă de curent controlată de tensiunea de poartă.**

Am putea spune, ca majoritatea textelor, că se observă aici **saturaţia curentului de drenă în raport cu tensiunea drenă-sursă.** Vom evita însă acest mod de exprimare, pentru a preîntîmpina eventualele confuzii cu ceea ce se înţelege prin saturaţie la tranzistorul bipolar. În regiunea de sursă de curent controlată, este valabilă relaţia (7.1) şi **aici am ridicat caracteristica de transfer şi am definit transconductanţa**. Cu tranzistorul în acest regim de funcţionare putem realiza **amplificatoare** (pentru că I_D nu este saturat în raport cu mărimea de intrare V_{GS} ci, din contră, este controlat practic numai de aceasta).

Este foarte important să cunoaştem limita aproximativă între cele două regiuni de funcţionare. Astfel,

pentru o tensiune poartă-sursă fixată, frontiera între regiunea de rezistor controlat şi aceea de sursă de curent controlată este la o valoare a tensinii drenă-sursă egală cu comanda porţii $V_{DS\text{ limita}} = V_{GS} - V_T$.

În Fig. 7.5 această frontieră a fost desenată cu linie întreruptă.

Comparaţia relaţiei (7.6) cu (7.3) arată un lucru extrem de interesant:

alegînd o tensiune de poartă, rezistenţa din regiunea de rezistenţă controlată este inversul transconductanţei din regiunea de saturaţie.

Îmbunătăţirea liniarităţii în regiunea de rezistenţă controlată

Am văzut că, la tensiuni drenă-sursă mici, curentul de drenă variază aproximativ proporţional cu tensiunea drenă-sursă. De fapt, în această regiune, o relaţie mai exactă este

$$I_D = 2K\left[(V_{GS} - V_T) - V_{DS}/2\right]V_{DS}; \tag{7.9}$$

dacă $V_{DS} << V_{GS} - V_T$, atunci al doilea termen din paranteza pătrată poate fi neglijat şi obţinem proporţionalitatea amintită mai sus.

Relaţia anterioară ne arată calea prin care liniaritatea poate fi îmbunătăţită: în loc să ţinem constantă tensiunea V_{GS} o facem să varieze ca $V_{GS} = \text{const.} + V_{DS}/2$. Un circuit prin care putem să realizăm acest truc este cel din Fig. 7.6. Exprimînd prin teorema Milman potenţialul porţii (atenţie, nu există curent de poartă), avem $V_{GS} = V_G = V_1/2 + V_{DS}/2$. Înlocuind acum în relaţia (7.9) termenul $V_{DS}/2$ din paranteză dispare şi obţinem o relaţie de proporţionalitate între curent şi tensiune fără să mai fie nevoie să folosim aproximaţia $V_{DS} << V_{GS} - V_T$. Extinderea regiunii de liniaritate nu este însa prea mare, întrucît însăşi relaţia (7.9) îşi încetează valabilitatea la tensiuni drenă sursă mari.

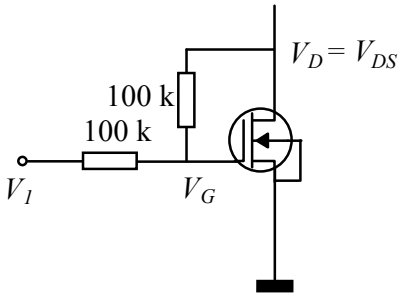
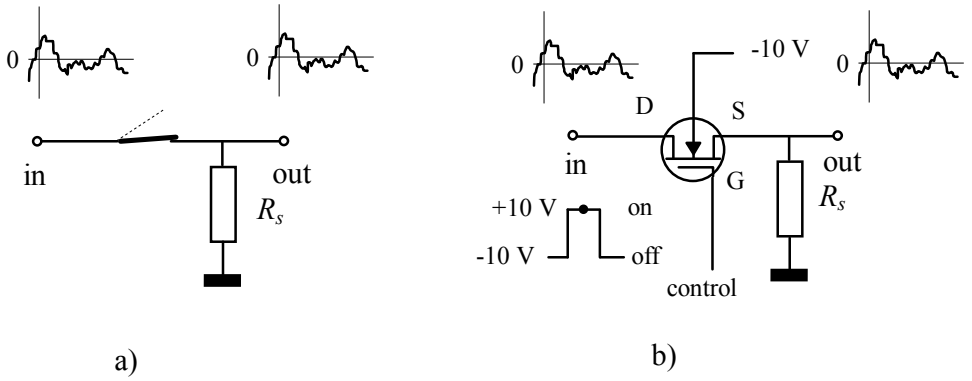


Fig. 7.6. Circuit pentru îmbunătăţirea liniarităţii în regiunea de rezistenţă controlată.

1.D. Aplicaţie: comutatorul analogic

De foarte multe ori trebuie să întrerupem şi apoi să restabilim aplicarea unui semnal (tensiune variabilă în timp) la bornele unei sarcini. Curenţii şi puterile implicate sunt mici dar curentul este alternativ, trebuind să circule prin sarcină în ambele sensuri. Putem rezolva acest lucru cu un comutator mecanic, ca în Fig. 7.7 a). Dacă atunci cînd este în conducţie comutatorul are rezistenţa R_{on}, pe sarcină ajunge fracţiunea $R_S/(R_S + R_{on})$ din semnalul aplicat la intrare (regula divizorului rezistiv). Întrerupînd contactul, comutatorul prezintă o rezistenţă R_{off} foarte mare, astfel încît pe sarcină tensiunea este practic nulă. Deşi au rezistenţa R_{on} extrem de mică, comutatoarele mecanice sunt lente şi nu pot fi comandate electronic decît prin complicarea dispozitivului (releu electromagnetic). Pentru această aplicaţie nu putem folosi un tranzistor bipolar deoarece tensiunea între colector şi emitor nu coboară la zero fiind limitată la tensiunea de saturaţie iar tranzistorul nu se comportă ca un rezistor ohmic..



a) b)

Fig. 7.7. Comutatoare analogice.

Să încercăm acum cu un tranzistor MOS, care nu are joncţiuni între poartă şi canal (Fig. 7.7.b). Pentru a fixa ideile să presupunem că teniunea sursei de semnal evoluează între -5 V şi + 5 V iar rezistenţa de sarcină are valoarea $R_S = 50$ kΩ; astfel, curentul prin sarcină evoluează între -0.1 mA şi +0.1 mA. Drept comutator utilizăm un tranzistor NMOS de uz general, 3N170, care la tensiunea $V_{GS\,on} = 10$ V oferă o rezistenţă

drenă-sursă de 200 Ω şi un curent $I_{DS\,on} = 10$ mA. Pentru el, tensiunea de prag garantată de fabricant este de cel mult 2 V.

Legăm substratul la un potenţial mai coborît decît orice potenţial din circuit, de exemplu -10 V şi aranjăm să putem comuta potenţialul porţii între - 10 V şi +10 V. Cu poarta legată la -10 V, potenţialul acesteia este în orice moment mai coborît decît potenţialele drenei şi sursei, care pot fi aduse de către sursa de semnal numai pînă la - 5V (Fig. 7.8 a). În aceste condiţii, tranzistorul este tot timpul blocat, rezistenţa între drenă şi sursă avînd valori imense, de ordinul GΩ. Rezultă, astfel, că tensiunea care ajunge pe sarcină este practic nulă; de fapt, prin capacitatea parazită existentă între drenă şi sursă o anumită tensiune ajunge totuşi pe sarcină.

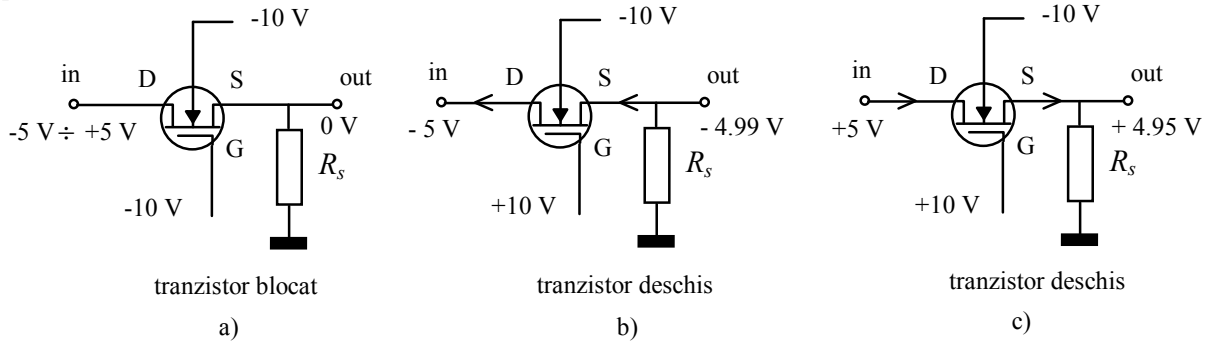


Fig. 7.8 a). Funcţionarea comutaturului cu tranzistor NMOS: tranzistorul blocat (a), tranzistorul în conducţie cu tensiunea de intrare -5 V (b) şi tranzistorul în conducţie cu tensiunea de intrare +5 V (c).

Legăm acum poarta la potenţialul de + 10 V. În momentul în care tensiunea semnalului ajunge la -5 V, ca în Fig. 7.8 b), avem o tensiune poartă-sursă de +15 V şi putem conta pe o rezistenţă drenă-sursă, conform relaţiei (7.6), de

$$200\ \Omega \cdot \frac{10-2}{15-2} = 120\ \Omega.$$

Cum rezistenţa de sarcină are 50 kΩ., pe sarcină ajunge "numai" 99.8 % din semnalul de intrare.

La cealaltă situaţie extremă, tensiunea semnalului este de +5 V şi tensiunea poartă sursă scade la +5 V, ca în desenul c) al figurii. Acum, rezistenţa tranzistorului este de 530 Ω. şi pe sarcină ajunge 98.9 % din semnalul de intrare. Vom avea, deci, o uşoară distorsionare a semnalului, de aproape 0.9 %, datorită variaţiei rezistenţei comutatorului. Să verificăm, în final că tranzistorul rămîne în regiunea de rezistenţă controlată. Pentru aceasta avem nevoie de valoarea tensiunii drenă-sursă; este exact valoarea tensiunii care nu ajunge pe sarcină, adică între 0.2 % şi 1.1 % din tensiunea semnalului, deci nu mai mult de 55 mV ! Tranzistorul este, cu siguranţă, în regiunea de rezistenţa controlată.

Dacă privim încă o dată la desenele b) şi c) ale figurii 7.8, constatăm că drena şi sursa îşi inversează rolurile între ele. De fapt,

la un tranzistor cu efect de cîmp, drena şi sursa sunt echivalente la curent continuu şi pot fi interschimbate; ele diferă numai la curent alternativ drena avînd o capacitate mai mică faţă de poartă.

Comutatorul prezentat mai sus are însă un dezavantaj major: tensiunea semnaului nu se poate apropia prea mult de tensiunea de alimentare pozitivă, altfel nu ar mai rămîne o tensiune suficientă pentru menţinerea deschisă a tranzistorului. Soluţia constă în utilizarea unui comutator cu două tranzistoare MOS

complementare (**CMOS** -complementary MOS), adică unul cu canal *n* şi unul cu canal *p*, ca în Fig. 7.9. Ca să blocăm ambelor tranzistoare este suficient să aducem la -5 V poarta tranzistorului NMOS şi la +5 V poarta tranzistorului PMOS. Pentru a comanda acest lucru de la un singur punct se utilizează un **inversor logic**, care oferă la ieşire sa nivelul continuu de -5 V cînd intrarea sa este la +5 V şi reciproc..

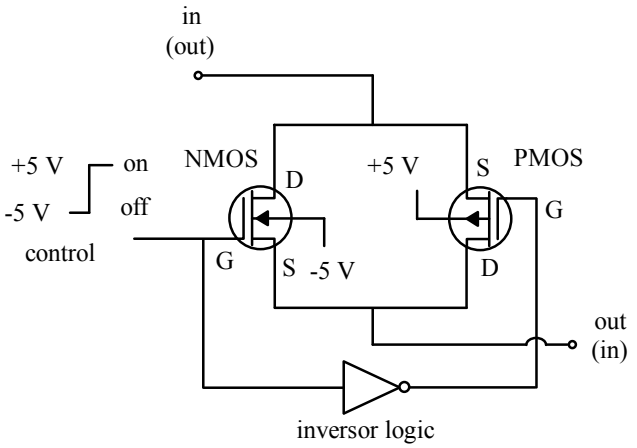


Fig. 7.9. Comutator analogic CMOS.

Atunci cînd semnalul trebuie să treacă prin comutator, poarta tranzistorului NMOS este menţinută la alimentarea pozitivă iar poarta tranzistorului PMOS este adusă la alimentarea negativă. Dacă semnalul se apropie de +5 V, tranzistorul NMOS se blochează, aşa cum arătam mai sus, dar se deschide puternic tranzistorul PMOS. Din contră, cînd semnalul se apropie de -5 V, situaţia este inversată şi tranzistorul NMOS este cel care conduce. Dacă recitim observaţia în legătură cu schimbarea rolului între drenă şi sursă, înţelegem imediat de ce şi intrarea şi ieşirea din comutator pot fi schimbate între ele la fel ca la un comutator mecanic.

Comutatoare analogice CMOS sunt dispoibile ca circuite integrate. Astfel, circuitul 4066 conţine patru asemenea comutatoare independente. La o alimentare cu -5 V şi +5 V, rezistenţa în starea ON a comutatorului este aproximativ 75 Ω şi nu variază cu mai mult de 20 Ω deşi semnalul poate evolua pe întregul interval dintre potenţialele alimentărilor. Pentru aplicaţii profesionale, comutatoarele AD7510 sau cele din seria 1H5140 oferă, la o alimentare de 5 V, o rezistenţă sub 100 Ω, variaţia sa fiind redusă la un raport 1:1.25.

Observaţie: În circuitele cu tranzistoare FET se obişnuieşte să se noteze potenţialul cel mai ridicat al alimentării cu V_{DD} iar potenţialul cel mai coborît al alimentării cu V_{SS}. Astfel, în circuitul din Fig. 7.9, $V_{DD} = +5$ V şi $V_{SS} = -5$ V pentru că avem o alimentare simetrică faţă de masă. Circuitul funcţionează însă şi cu o singură sursă de alimentare, adică cu $V_{DD} = +10$ V şi $V_{SS} = 0$ V.

În aceeaşi tehnologie CMOS se realizează **circuite integrate logice (digitale)** în care semnalul nu poate avea decît două stări, starea HIGH (de potenţial coborît) şi starea LOW (de potenţial coborît). Circuitele digitale CMOS depăşesc ca performanţe (viteză, consum de putere mic, imunitate la zgomot, etc.) circuitele digitale cu tranzistoare bipolare şi le înlocuiesc treptat în aparatura proiectată astăzi.

Pînă în 1970 tranzistoarele cu efect de cîmp realizate abia puteau comanda curenţi de cîteva zeci de mA la tensiuni de zeci de volţi. Apoi, o nouă tehnologie a permis realizarea tranzistoarelor MOS de putere (cu nume depinzînd de companie, VMOS, TMOS, HEXFET, etc.). Aceste noi tranzistoare sunt capabile să opereze la tensiuni de ordinul a 1000 V şi să vehiculeze curenţi medii de pînă la 70 A; pentru durate scurte, ele pot conduce curenţi de pînă la 280 A (curenţi de vîrf). Pentru acestea, rezistenţa în starea ON a putut fi coborîtă pînă pe la 0.010 Ω, astfel că ele pot fi utilizate în comutatoare de curenţi mari. În plus, tranzistoarele MOS de putere sunt mult mai stabile termic decît corespondentele lor bipolare, la acelaşi tip de capsulă putînd opera la puteri disipate mai mari.

Efectul Miller

Deoarece poarta este izolată față de canal, curentul de poartă este practic nul (ajungînd chiar la pA). Acest lucru este însă valabil **numai în regim de curent continuu**, cînd nici un potențial şi nici un curent nu mai variază în timp. Dacă dorim să modificăm starea tranzistorului, prin variația tensiunii poartă-sursă, va trebui neapărat să încărcăm (sau să descărcăm) anumite capacități parazite, deci prin poartă va circula un curent ale cărui valori **nu sunt neglijabile.** Să presupunem că dorim să închidem şi să deschidem, cu frecvența de 20 kHz, un comutator de curent mare; poarta tranzistorului va trebui să evolueze între zero şi 10 V într-un interval de timp de ordinul a 10 μs. Dacă utilizăm un tranzistor de tipul IRL2203N produs de International Rectifier ($R_{DS\,on}$ de 7 mΩ la 60 A), vom avea între poartă şi sursă o capacitate C_{gs} de 3500 pF iar între drenă şi sursă o altă capacitate, C_{gd}, de 690 pF, aşa cum se vede în Fig. 7.10.

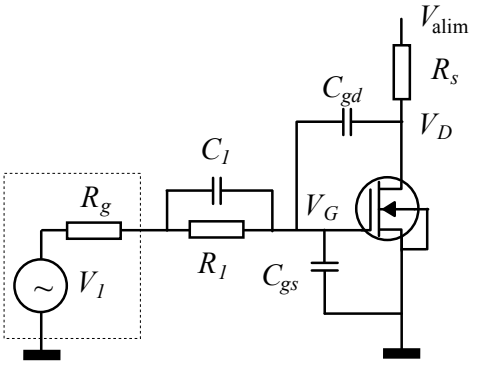


Fig.7.10. Capacități parazite la un comutator cu tranzistor MOS.

La prima vedere s-ar părea că trebuie să încărcăm numai capacitatea poartă-sursă. Dacă ar fi aşa, curentul mediu de încărcare care trebuie trimis în poartă ar fi

$$I = C\frac{\Delta U}{\Delta t} = 3500\cdot 10^{-12}\,F\,\frac{10\ \mathrm{V}}{10\mu\mathrm{s}} = 3.5\ \mathrm{mA}.$$

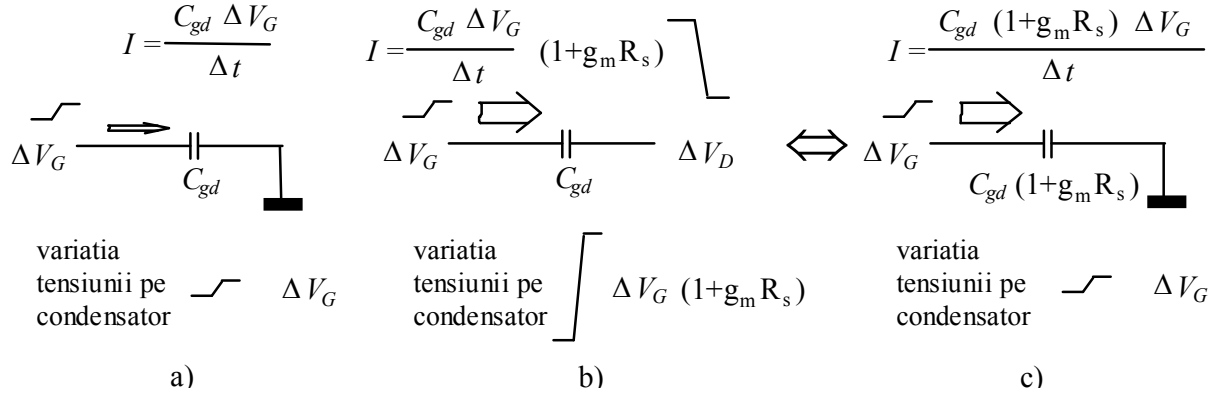


Fig. 7.11. Efectul Miller la un tranzistor MOS: cazul în care drena are potențial constant (a), cazul în care potențialul drenei variază în opoziție cu cel al porții (b) şi echivalarea acestei situații cu un condensator legat la masă.

Există însă şi o capacitate între poartă şi drenă. Dacă potențialul drenei ar rămîne constant, situația ar fi echivalentă cu aceea în care această capacitate ar fi legată la masă (Fig. 7.11 a): ea ar apărea în paralel cu capacitatea poartă-sursă şi ar mări-o de la 3500 la 4190 pF. Din păcate, însă, în drenă este legată sarcina şi potențialul drenei nu este constant. Dacă poarta suferă o variație de potențial ΔV_G pozitivă, curentul de drenă creşte cu $g_m \Delta V_G$ şi, în consecință, după cum se observă în desenul b) al figurii, potențialul drenei coboară, avînd o variație $\Delta V_D = -g_m R_S \Delta V_G$.. Cu alte cuvinte, obținem o amplificare a variațiilor de tensiune egală cu

$$A_V = \frac{\Delta V_D}{\Delta V_G} = -g_m R_s \tag{7.8}$$

care la tranzistoarele cu efect de cîmp are valori de ordinul zecilor.

Din acest motiv, variaţia tensiunii pe condensator nu mai este egală cu ΔV_G ci este de $1 + g_m R_s$ ori mai mare; astfel, la aceeaşi variaţie ΔV_G, şi curentul de încărcare al condensatorului va fi de $1 + g_m R_s$ mai mare. Lucrurile se întîmplă **ca şi cum capacitatea poartă-drenă ar fi devenit de** $1 + g_m R_s$ **mai mare**, aşa cum se vede în Fig. 7.11 c)

Acest fenomen nu este specific circuitelor cu tranzistoare cu efect de cîmp. El apare ori de cîte ori o capacitate este conectată între intrarea şi ieşirea unui amplificator care are amplificare de tensiune A_V negativă şi este cunoscut ca **efect Miller**.

O capacitate legată între intrarea şi ieşirea unui amplificator de tensiune, cu amplificarea A_V negativă, este văzută dinspre intrare ca fiind multiplicată cu $(1 - A_V)$

$$C_{echiv} = C \cdot (1 - A_V) \tag{7.9}$$

Aceleaşi probleme se întîlnesc şi la circuitele cu tranzistoare bipolare; în cazul celor cu efect de cîmp ele ne pot surprinde deoarece pentru ele **la curent continuu curentul de poartă este nul** şi suntem tentaţi să extindem automat această proprietate şi pentru variaţii.

Revenind la problema noastră concretă, capacitatea de 690 pF va fi văzută dinspre poartă ca o capacitate de ordinul a 7000 pF ! Ea va necesita pentru încărcare un curent în jur de 7 mA, ridicînd la 10 mA curentul de poartă.

Cum furnizăm acest curent de poartă ? Sursa de semnal care excită poarta are o rezistenţă internă R_g (Fig. 7.10). La saltul iniţial al tensiunii de la 0 la 10 V, pentru a obţine un curent de 10 mA ar trebui ca rezistenţa internă să fie de 1 kΩ. Dar aceasta va fi numai valoarea iniţială a curentului. Odată cu încărcarea capacităţii, potenţialul porţiii creşte spre 10 V şi curentul disponibil, conform legii lui Ohm, scade. Pentru a compensa acest efect, micşorăm de zece ori rezistenţa internă a sursei de semnal iar, dacă avem o rezistenţă externă (R_1 în Fig. 7.10) montată în serie cu poarta, o "scurtcircuităm" cu un **condensator de accelerare** C_1, care vor trimite un puls suplimentar de curent în poartă.

Observaţie: În Fig. 7.10 am notat tensiunea de alimentare, ca şi în capitolele anterioare, cu V_{alim}. Acest manual fiind unul introductiv, am preferat să facem acest lucru pentru a reduce la minimum riscul unor confuzii. În schemele profesionale, tensiunea de alimentare **pozitivă** a circuitelor ce conţin tranzistoare cu efect de cîmp este notată cu $+V_{DD}$. Sunt două aspecte implicate în această convenţie. În primul rînd,

dublarea indicelui unei tensiuni este rezervată exclusiv tensiunilor de alimentare iar atît pentru litera V cît şi pentru indici se folosesc majuscule (sunt mărimi de curent continuu).

În al doilea rînd, se utilizează indicele D de la drenă pentru că la alimentarea pozitivă este legată drena unui tranzistor FET cu canal n. Tensiunea pozitivă se notează cu $+V_{DD}$ chiar şi în cazul în care circuitul nu conţine decît FET cu canal de tip p, care au sursele legate la alimentarea pozitivă. Pentru simetria notaţiei, dacă circuitul cu FET are şi o alimentare **negativă** faţă de masă, tensiunea ei este notată cu $-V_{SS}$.

Enunțuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memorați)

- Spre deosebire de tranzistoarele bipolare, unde controlul curentului de ieşire se face prin injecția unui curent, la tranzistoarele cu efect de cîmp (FET în lb. engleză) controlul curentului de ieşire se face prin intermediul unui cîmp electric.

- Curentul controlat circulă printr-un canal între drenă şi sursă.

- Cîmpul electric este produs prin aplicarea unei tensiuni între terminalul porții (gate) şi sursă; avantajul esențial al tranzistoarelor cu efect de cîmp este că au curentul de poartă cu mult mai mic decît curentul de bază de la tranzistoarele bipolare.

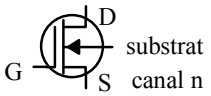
- La tranzistoarele cu poartă joncțiune, între poartă şi canal există o joncțiune semiconductoare invers polarizată; curentul de poartă este de ordinul nanoamperilor.

-Tranzistoarele de tip metal oxid semiconductor (MOSFET) au poarta izolată cu un strat foarte subțire de dioxid de siliciu; curentul lor de poartă este extrem de mic, ajungînd la picoamperi.

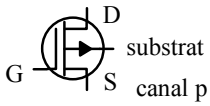
- Tranzistoarele cu efect de cîmp pot fi construite cu canal inițial (depletion mode) sau cu canal indus (enhancement mode); pe de altă parte, canalul poate fi de tip n sau de tip p.

- Tranzistoarele JFET se pot construi numai cu canal inițial, iar majoritatea tranzistoarelor MOSFET au canal indus.

-Simbolurile generale pentru tranzistoarele MOSFET sunt



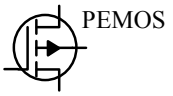
şi



; ele sunt utilizate şi ca simboluri speciale pentru cele cu canal inițial.

-Pentru tranzistoarele MOSFET cu canal indus se mai utilizează şi simbolurile speciale

şi



.

- La tranzistoarele MOSFET cu canal n (NMOS), substratul trebuie legat la cel mai coborît potențial din circuit pentru ca joncțiunea între el şi substratul de tip n să fie întodeauna invers polarizată.

- Pentru apariția canalului conductor între drenă şi sursă, tensiunea poartă sursă trebuie să depăşească o anumită valoare, numită tensiune de prag V_T.

- Pentru tensiuni drenă sursă mari şi valori ale tensiunii poartă sursă peste tensiunea de prag, caracteristica de transfer $I_D = f(V_{GS})\big|_{V_{DS}=\text{const.}}$ este parabolică $I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$.

- Transconductanța $g_m = \Delta I_D / \Delta V_{GS}$ este proporțională cu comanda porții $V_{GS} - V_T$ sau, altfel spus, cu radical din curentul de drenă.

- Tranzistoarele cu efect de cîmp au transconductanța cu 1-2 ordine de mărime mai mică decît a celor bipolare.

- Caracteristicile de ieşire $I_D = f(V_{DS})\big|_{V_{GS}=\text{const.}}$ prezintă două regiuni distincte: la valori mici ale tensiuii V_{DS} tranzistorul se comportă ca un rezistor ohmic cu rezistența controlată de tensiunea poartă-sursă iar la tensiuni V_{DS} mari tranzistorul se comportă ca o sursă de curent controlată de tensiunea poartă-sursă.

-Frontiera între cele două regiuni se găseşte aproximativ la $V_{DS} = V_{GS} - V_T$.

-În regiunea de rezistor controlat, rezistența variază invers proporțional cu comanda porții $V_{GS} - V_T$.

- La aceeaşi tensiune de poartă, rezistența din regiunea de rezistor controlat este inversul transconductanței din regiunea de sursă de curent.

- Datorită regiunii de rezistor, tranzistoarele MOSFET se pot utiliza ca şi comutatoare analogice; prin cuplarea a două tranzistoare complementare (NMOS şi PMOS) se realizează un comutator analogic performant (CMOS) care este disponibil ca circuit integrat.

- Putînd fi operate la tensiuni de ordinul a 1000 V şi curenți de zeci de amperi, tranzistoarele MOS de putere oferă rezistențe $R_{DS\,on}$ **de cîțiva mΩ; ele sunt utilizate ca şi comutatoare de curenți mari sau în amplificatoare de putere.**

-Viteza de operare a comutatoarelor este limitată de capacitățile parazite ale tranzistoarelor.

-O capacitatea legată între intrarea şi ieşirea unui amplificator de tensiune, cu amplificarea A_V **negativă, este văzută dinspre intrare ca fiind multiplicată cu** $(1 - A_V)$**; acesta este efectul Miller.**

Precauții în manipularea tranzistoarelor MOSFET

Stratul de izolator dintre poartă şi canal este atît de subțire încît la tensiuni de cîteva zeci de volți poate fi străpuns şi tranzistorul încetează ireversibil să funcționeze. Chiar energia sarcinilor acumulate electrostatic este suficientă pentru a distruge un tranzistor MOSFET. Din acest motiv, aceste tranzistoare se livrează ambalate în folii conductoare sau cu terminalele scurtcircuitate între ele prin inele comductoare. Este indicat ca aceste dispozitive de protecție să fie îndepărtate abia după conectarea tranzistorului în circuit, după aceea protecția fiind realizată chiar prin rezistoarele care fixează potențialul porții. Ideal este ca operatorul să fie "legat la pământ" printr-o brățară metalică. Dacă nu se alege această soluție, o măsură de minimă siguranță este ca, înainte de a lucra cu tranzistoare MOSFET, operatorul să descarce sarcinile acumulate prin atingerea cu mîna a unui conductor legat la pământ iar înainte de legarea în circuit a tranzistoarelor să atingă doar carcasa nu şi terminalele lor.

Termeni noi

-tranzistor cu efect de cîmp (FET) tranzistor la care curentul între drenă şi sursă este controlat de mărimea unui cîmp electric;

- canal regiune semiconductoare prin care circulă curentul între drenă şi sursă;

-poartă (gate) terminalul de comandă al tranzistoarelor cu efet de cîmp; între poartă şi sursă se aplică tensiunea de comandă;

-tranzistor cu efect de cîmp poartă joncţiune (JFET) tranzistor cu efect de cîmp la care poarta este o joncţiune invers **cu** polarizată;

-tranzistor cu efect de cîmp metal-oxid-semiconductor (MOSFET) tranzistor cu efect de cîmp la care poarta este izolată faţă de canal;

- substrat terminal legat la materialul semiconductor pe care a fost realizat tranzistorul FET; între substrat şi canal există o joncţiune semiconductoare care trebuie să fie tot timpul inver polarizată; din acest motiv substratul se leagă la cel mai coborît (ridicat) potenţial, după tipul canalului (n, respectiv, p);

-canal iniţial (depletion mode) tip constructiv de FET pentru care tranzistorul conduce cu tensiune de comandă nulă;

-canal indus (enhancement mode) tip constructiv de FET pentru care tranzistorul conduce dacă tensiunea de comandă depăşeşte o valoare de prag;

-tensiune de prag V_T valoarea tensiunii peste care intră în conducţie tranzistoarele cu canal indus;

-curent în starea ON curentul de drenă la o anumită tensiune V_{GS} la care tranzistorul cu canal indus este considerat complet deschis; se defineşte în regiunea de sursă de curent (V_{DS} mare);

-rezistenă în starea ON rezistenţa drenă sursă la o anumită tensiune V_{GS} la care tranzistorul cu canal indus este considerat complet deschis; se defineşte în regiunea de rezistenţă controlată (V_{DS} mică);

- comutator analogic dispozitiv prin intermediul căruia pe o sarcină se poate aplica sau nu un semnal de tensiune, în general cu polaritate variabilă; rezistenţa comutatorului trebuie să fie cît mai mică în starea ON şi cît mai mare în starea OFF;

-efect Miller efect care constă în faptul că o capacitate legată între intrarea şi ieşirea unui amplificator cu amplificarea de tensiune A_V negativă este văzută dinspre intrare ca fiind multiplicată cu $(1 - A_V)$.

Probleme rezolvate

Problema 1.

Intenționăm să utilizăm un tranzistor NMOS ca un amplificator de tensiune (FIg. 7.12). Pentru aceasta, trebuie să stabilim un punct static de funcționare cu un curent de drenă de 2 mA şi să avem un potențial de drenă aproximativ la jumătatea tensiunii de alimentare. Cunoaştem, pentru tranzistor, tensiunea de prag $V_T = 0.5$ V şi curentul în starea on $I_{D(on)} = 10$ mA măsurat la $V_{GS} = 20$ V. Trebuie să alegem divizorul rezistiv din poartă şi rezistența din drenă.

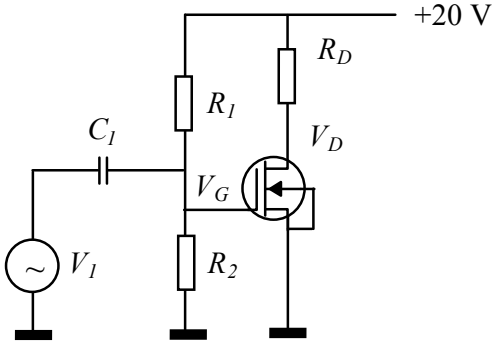


Fig. 7.12.

Rezolvare

Valoarea rezistenței de drenă o putem stabili de la început. Alegem un potențial de 10 V în drenă şi avem $R_D = (20\text{ V} - 10\text{ V})/2\text{ mA} = 5\text{ k}\Omega$.

Din valoarea impusă pentru curentul de drenă am putea calcula tensiunea necesară între poartă şi sursă. Relația pe care o avem este $I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$ dar foaia de catalog nu furnizează direct valoarea parametrului K. Avem, însă, curentul şi tensiunea pentru starea on

$$10\text{ mA} = K(20\text{ V} - 0.5\text{ V})^2$$

de unde deducem

$$K = 10\text{ mA}/(19.5\text{ V})^2 = 0.026\text{ mA}/\text{V}^2.$$

Putem, acum, să impunem curentul de drenă cerut

$$2\text{ mA} = 0.026\frac{\text{mA}}{\text{V}^2}(V_{GS} - 0.5\text{ V})^2$$

şi să calculăm tensiunea poartă sursă necesară $V_{GS} = 9.22$ V.

Cum obținem această tensiune de la divizorul rezistiv ? Curentul de poartă este nul, divizorul este neîncărcat şi putem aplica regula de trei simplă

$$R_2/R_1 = 9.22\text{ V}/(20\text{ V} - 9.22\text{ V}) = 0.86.$$

Mai rămîne să stabilim valorile rezistențelor. În cazul tranzistoarelor cu efect de cîmp avem o foarte mare libertate dar valori prea mici ar micşora prea mult impedanța văzută de generatorul de semnal iar rezistențe de valori exagerat de mari (peste 1 MΩ) nu sunt uşor disponibile. O alegere bună este $R_2 = 860\text{ k}\Omega$ şi $R_1 = 1\text{ M}\Omega$.

Problema 2.

a) Tranzistoarele cu efect de cîmp au o mare împrăştiere a parametrilor. Pentru tranzistorul din problema anterioară ne putem aştepta la o tensiune de prag chiar de 2 V. Cu valorile de rezistenţe alese acolo, recalculaţi punctul de funcţionare dacă $V_T = 2\ \mathrm{V}$.

b) Nici curentul $I_{D(on)}$ nu este controlat tehnologic mai precis. Ne putem aştepta ca acesta să fie de 5 ori mai mic. Luaţi în consideraţie şi acest aspect la determinarea punctului de funcţionare.

Rezolvare

a) Curentul de drenă este proporţional cu pătratul comenzii porţii $V_{GS} - V_T$. Această diferenţă se modifcă de la 9.22 V - 0.5 V =8.72 V la 9.22 V - 2 V = 7.22 V. Astfel, noul curent de drenă va fi numai 0.686 din cel anterior, adică 1.37 mA. Noul potetial de drenă va fi 20 V- 6.85 V=13.5 V în loc de 10 V.

b) Dacă $I_{D(on)}$ este de 5 ori mai mic, aceasta se întîmplă din cauza parametrului K, care este la rîndul lui de 5 ori mai mic. Noul tranzistor, montat în acelaşi circuit proiectat de noi, va avea un curent de drenă de numai $1.37\ \mathrm{mA}/5 = 0.27\ \mathrm{mA}$. În aceste condiţii, potenţialul drenei va fi 20 V - 1.37 V= 18.6 V. Iată că, deşi am proiectat cu grijă circuitul pentru a avea potenţialul drenei la 10 V (jumătatea alimentării), datorită împrăştierii tehnologice a parametrilor el poate ajunge inacceptabil de aproape de potenţialul alimentării. **Predictibilitatea punctului de funţionare este proastă la tranzistoarele FET; de multe ori punctul de funcţionare se ajustează în funcţionare cu un rezistor reglabil.**

Probleme propuse

P 7.1.1. Pentru un tranzistor NMOS cu canal indus, rezistenţa în starea on $R_{DS(on)}$, definită la $V_{DS} = 10\ \mathrm{V}$, este de 300 Ω iar tensiunea sa de prag este $V_T = 2\ \mathrm{V}$. Care va fi rezistenţa între drenă şi sursă dacă $V_{GS} = 4\ \mathrm{V}$?

P 7.1.2. În condiţiile problemei precedente, la ce valoare a tensiunii drenă sursă începe regiunea de saturaţie ?

P 7.1.3. Pentru un tranzistor MOS cu tensiunea de prag $V_T = 3\ \mathrm{V}$, curentul în starea ON, definit la $V_{GS} = 10\ \mathrm{V}$, este de $5\ \mathrm{mA}$. Cît este, în aceste condiţii transconductanţa ? Dar dacă tensiunea de poartă se micşorează astfel încît curentul scade la 1 mA ?

P 7.1.4. La capătul unui divizor format dintr-un rezistor şi tranzistorul MOSFET, se aplică un semnal alternativ cu amplitudinea de 100 mV în jurul valorii 0, ca în Fig. 5. Între ce limite evoluează amplitudinea semnalului la ieşire, dacă potenţialul porţii este modificat între 3 V şi 10 V ? Tranzistorul are parametrii daţi în problema P 7.1.1.

P 7.1.5. De ce nu a fost legat substratul la masă ci la - 1 V ?

P 7.1.6. Un tranzistor NMOS de putere este utilizat drept comutaor ON-OFF pentru aprinderea unui bec cu valorile nominale 12 V şi 5 A. Tranzistorul are rezistenţa $R_{DS(on)}$ sub 100 mΩ.

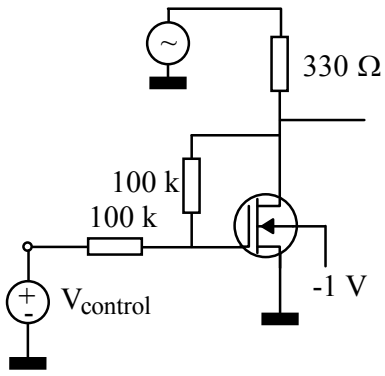


Fig. 7.13.

a) Determinaţi tensiunea pierdută pe tranzistor şi puterea disipată pe acesta.

b) Un tranzistor bipolar de putere (2N3055), operat în aceeaşi gamă de curenţi, prezintă o tensiune de saturaţie colector emitor de 3 V. Calculaţi şi pentru el căderea de tensiune şi puterea disipată.

c) Comparaţi rezultatele anterioare şi decideţi care tip de tranzistor este mai potrivit pentru această aplicaţie.

Lucrare experimentală

Experimentul 1. Caracteristica de transfer

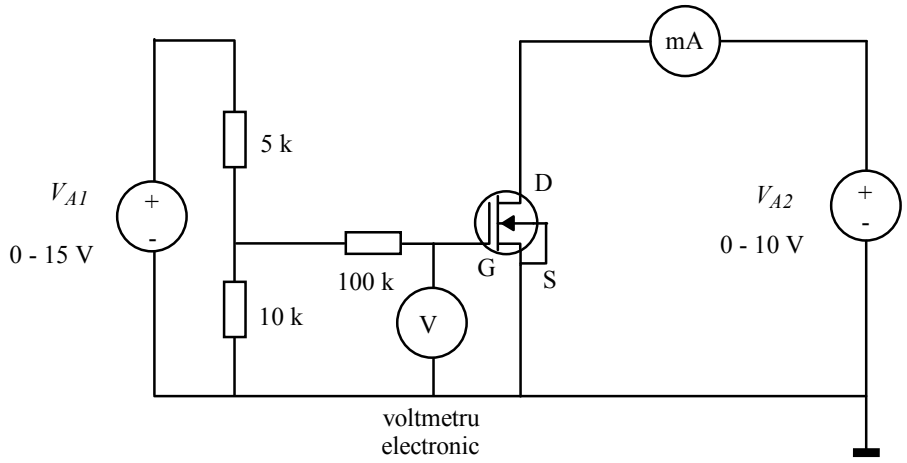


Fig. 7.14. Montaj experimental pentru trasarea caracteristicilor statice.

Desenați pe caiet circuitul din Fig. 7.14 şi stabiliți sensurile curenților şi polaritățile necesare pentru aparatele de măsură. Realizați, apoi, circuitul.

Observații:

-în jurul tranzistorului au fost montate elemente de protecție şi va trebui să utilizați ca terminal de poartă nodul de circuit marcat cu litera G

-substratul a fost legat deja la masă

-rezistorul de 10 kΩ are rolul de a împiedica încărcarea condensatorului poartă -substrat (care are curenți de scurgere extrem de mici) datorită electricității statice.

Stabiliți $V_{DS} = 10$ V şi treceți miliampermetrul legat în drenă pe scala de 10 mA. Creşteți apoi tensiunea pe poartă observînd deschiderea tranzistorului. Notați-vă tensiunea de prag. Ridicați caracteristica $I_D = f(V_{GS})$ obținînd 10 -12 puncte experimentale după deschiderea tranzistorului, pînă la $V_{GS} = 10$ V, şi desenați-o în scară liniară, cu tensiunea începînd de la 0 volți.

Pentru verificarea relației pătratice $I_D = f(V_{GS})$, cel mai simplu este să reprezentăm grafic $\sqrt{I_D/1\text{ mA}} = f(V_{GS})$, pentru că ar trebui să obținem a linie dreaptă. Faceți acest lucru şi formulați o concluzie asupra valabilității acestei relații.

Reluați determinarea tensiunii de prag şi a caracteristicii, pentru o tensiune drenă-sursă de 15 V. Desenați-o în scară liniară, pe acelaşi grafic cu cea trasată la $V_{DS} = 10$ V. Cum afectează tensiunea drenă-sursă caracteristica de transfer ?

Determinați transconductanța din panta graficului caracteristicii de transfer, la $V_{GS} = 10$ V (unde $I_D = I_{DS(on)}$) şi la $I_D = 1$ mA. La această ultimă valoare a curentului, un tranzistor bipolar are o transconductanță de $g_m = 1\text{ mA}/25\text{ mV} = 40$ mS. Cum este, față de aceasta, transconductanța tranzistorului MOSFET ?

Experimentul 2. Caracteristica de ieşire

Polarizaţi poarta cu un volt peste tensiunea de prag, la $V_{GS} = V_T + 1$ V. Ridicaţi caracteristica de ieşire $I_D = f(V_{DS})\big|_{V_{GS}=const.}$ modificînd tensiunea drenă-sursă între zero şi 10 volţi. Repetaţi, apoi, experimentul, pentru $V_{GS} = V_T + 2$ V şi $V_{GS} = V_T + 3$ V. Desenaţi cele trei caracteristici pe un singur grafic, în scară liniară. Marcaţi pe fiecare din cele trei caracteristici punctul care are coordonata V_{DS} egală cu valoarea $V_{GS} - V_T$ corespunzătoare acelei caracteristici (datorită alegerii tensiunilor de poartă, aceste valori vor fi 1, 2 şi, respectiv, 3 V). Puteţi trage o concluzie asupra frontierei aproximative dintre regiunea de saturaţie şi cea de rezistenţă controlată ?

Experimentul 3. Îmbunătăţirea liniarităţii în regiunea de rezistenţă controlată

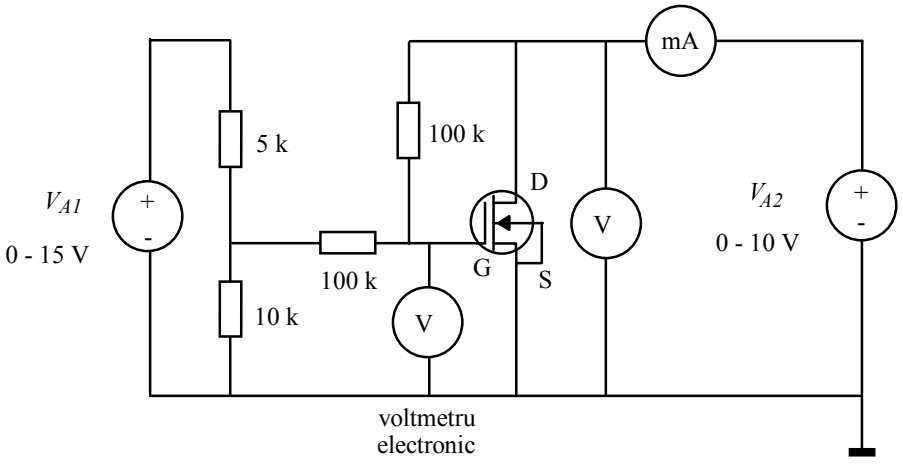


Fig. 7.15.

Modificaţi circuitul pe care efectuaţi experimentul pentru a realiza configuraţia din Fig. 7.15, legînd în poartă şi rezistenţa de 100 kΩ conectată la drenă. Reluaţi trasarea caracteristicilor de ieşire, la aceleaşi tensiuni de poartă ca în experimentul precedent. Nu depăşiţi valoarea de 10 mA (veţi ridica numai regiunea de rezistenţă controlată). **Atenţie, stabilirea tensiunii de poartă se face de fiecare dată cu $V_{DS} = 0$,** ea modificîndu-se apoi datorită tensiunii drenă sursă.

Desenaţi caracteristicile de ieşire şi comparaţi-le cu cele obţinute în experimentul anterior pe circuitul standard. Formulaţi o concluzie.

Experimentul 4. Comutatorul analogic cu MOSFET

Aveţi pe planşetă circuitul din Fig. 7. 16 a) . La borna A generatorul de semnal furnizează o tensiune alternativă cu amplitudinea de 1 V, suprapusă peste un nivel continuu. Valoarea nivelului continuu poate fi reglată cu potenţiometrul Pot., aşa cum se poate vedea în desenul b) al figurii. Tranzistorul NMOS este montat ca un comutator analogic între ieşirea generatorului de semnal şi rezistenţa de sarcină. Prin intermediul comutatorului K puteţi lega poarta tranzistorului fie la alimentarea pozitivă, fie la alimentarea negativă.

Alimentaţi planşeta cu tensiune pozitivă şi tensiune negativă, de la două surse. Vizualizaţi cu osciloscopul forma semnalului la borna A (atenţie, intrarea osciloscopului trebuie conectată pe poziţia **DC**

pentru a putea vizualiza şi componenta continuă). Rotiţi potenţiometrului şi verificaţi că nivelul continuu al semnalului se modifică, ca în desenul b) al figurii.

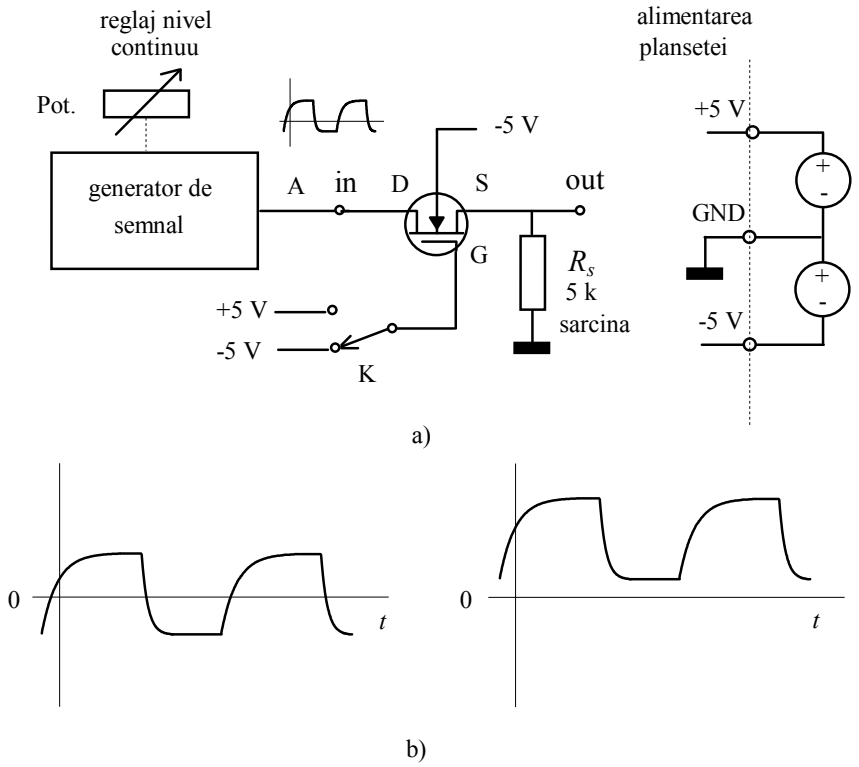


Fig. 7.16. Comutator analogic cu tranzistor NMOS (a) şi modificarea nivelului continuu al semnalului produsă de rotaţia potenţiometrului (b).

Reglaţi acum, cu potenţiometrul, nivelul continuu aproximativ la zero şi stabiliţi poziţia comutatorului astfel încît poarta să fie la tensiune negativă. Verificaţi dacă semnalul ajunge pe rezistenţa de sarcină. Formulaţi o concluzie. Schimbaţi poziţia comutatorului, legînd poarta tranzistorului la alimentarea pozitivă. Ajunge acum semnalul pe rezistenţa de sarcină ? Cum este valoarea lui comparată cu cea de la intrare ? Efectuaţi măsurători mai precise şi estimaţi valoarea $R_{DS\ on}$ a tranzistorului.

Păstrînd sonda osciloscopului conectată la sarcină, modificaţi acum, din poziţia potenţiometrului, nivelul continuu al semnalului. Urmăriţi ce se întîmplă cu semnalul cînd acesta ajunge aproape de potenţialul alimentării negative şi. apoi, de cel al alimentării pozitive. Formulaţi o concluzie.

Pe aceeaşi planşetă aveţi şi un circuit integrat 4066 care conţine patru comutatoare CMOS. Înlocuiţi comutatorul cu tranzistor NMOS cu unul CMOS conţinut în circuitul integrat, ca în Fig. 7.17. Treceţi comutatorul în starea ON şi observaţi din nou ce se întîmplă cu semnalul la ieşire cînd modificaţi nivelul său continuu. Formulaţi o concluzie.

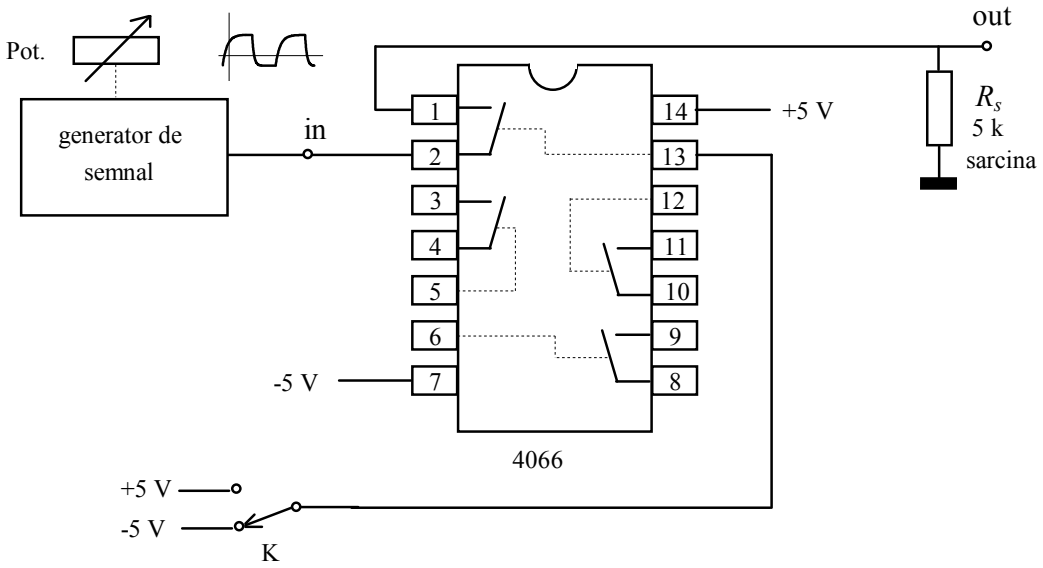


Fig. 7.17.

Experimentul 5. Comutatorul MOSFET de curent mare

Veți studia acum un comutator realizat cu un tranzistor NMOS de putere. Acesta este comandat astfel încît să întreupă periodic curentul de alimentare al unui bec, cu o frecvență de cîțiva kHz, aşa cum se vede în Fig. 7.18. Cu ajutorul potențiometrului Pot. veți putea modifica **factorul de umplere**, adică raportul dintre durata de conducție şi perioadă $\delta = T_{on}/T$. Astfel, veți putea controla puterea medie pe care o primeşte becul.

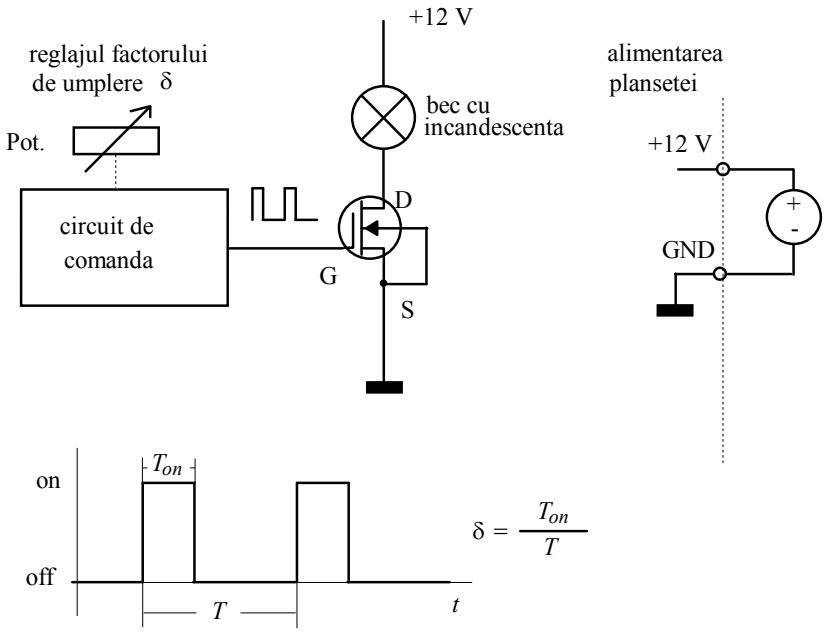


Fig. 7.18. Comutator de putere.

Desenați-vă schema circuitului pe caiet şi apoi alimentați planşeta. Pentru cîteva poziții ale potențiometrului, vizualizați cu un osciloscop evoluția tensiuii pe bec şi desenați forma de undă pe caiet. Estimați, de fiecare dată, factorul de umplere. Cunoscînd rezistența becului, determinați şi puterea pe care o primeşte becul.

Concentrați-vă acum asupra comutatorului. Determinați valoarea tensiunii reziduale care cade pe tranzistor şi, din aceasta, rezistența sa în starea ON. Estimați puterea medie disipată pe tranzistor cînd factorul de umplere are valoarea maximă.

7.2. Tranzistoare cu poartă joncţiune (JFET)

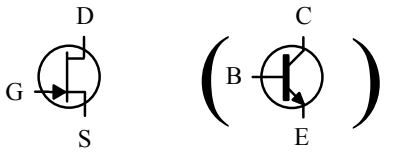
2.A. Simboluri şi mod de funcţionare

La tranzistoarele cu efect de cîmp cu poartă joncţiune (JFET), între poartă şi canalul conductor există o joncţiune invers polarizată. Tensiunea aplicată între poartă şi sursă controlează conducţia în canalul dintre drenă şi sursă. Deoarece joncţiunea este invers polarizată, curentul de poartă este mult mai mic decît curentul de bază de la tranzistoarele bipolare, avînd valori de ordinul **zecilor de nanoamperi**.

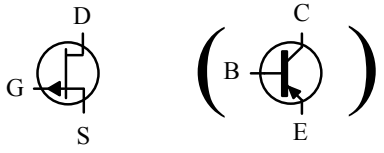
Dacă la tranzistoarele de tip metal oxid semiconductor (MOSFET) putem avea fie canal iniţial, fie canal indus, datorită principiului de funcţionare,

tranzistoarele JFET nu pot fi realizate decît avînd canal iniţial.

Aceasta înseamnă că la tensiune nulă între poartă şi sursă ($V_{GS} = 0$) tranzistorul conduce între drenă şi sursă, urmînd ca acest curent I_D să fie micşorat prin aplicarea unei tensiuni V_{GS} care polarizează invers joncţiunea porţii.



JFET cu canal n



JFET cu canal p

Fig. 7.19. Tranzistoare JFET.şi corespondentele lor bipolare.

După tipul de dopare, există două categorii de tranzistoare JFET: cu canal de tip *n* (similare tranzistoarelor bipolare NPN) şi cu canal *p* (similare tranzistoarelor bipolare PNP). Simbolurile lor sunt prezentate în Fig. 7.19, alături de corespondentele lor bipolare. Săgeata arată sensul direct al joncţiunii; în aplicaţii, joncţiunea porţii trebuie todeauna polarizată **invers.** Vom aborda în continuare tranzistoarele JFET cu canal *n*, care sunt mai frecvent utilizate, ca şi corespondentele lor bipolare NPN. Modul de comandă al acestora este reprezentat în Fig. 7.20 a).

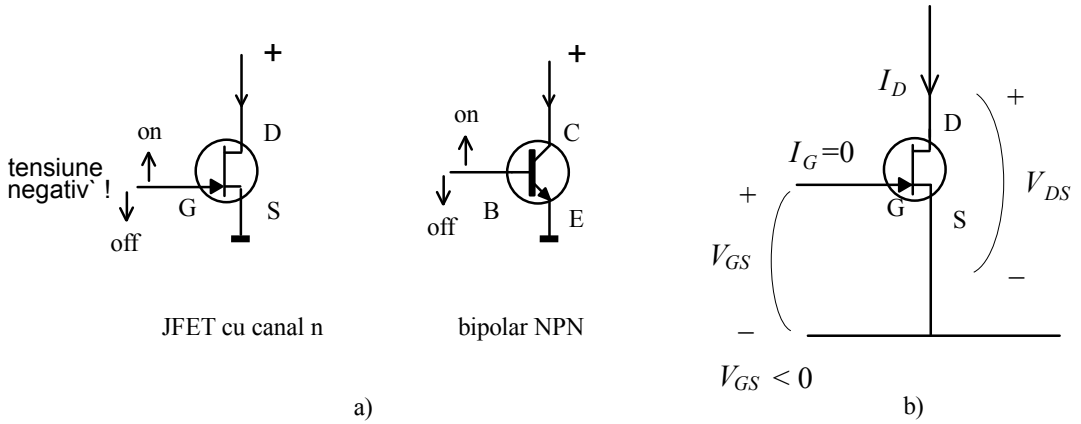


Fig. 7.20. Modul de comandă pentru tranzistoarele JFET cu canal n (a) şi conexiunea cu sursă comună (b).

2.B. Caracteristici statice

Cea mai utilizată conexiune este accea **cu sursa comună** porturilor de intrare şi ieşire, echivalentă cu conexiunea emitor comun de la tranzistoarele bipolare (Fig. 7.20 b). În acest caz, portul de intrare este între poartă şi sursă iar portul de ieşire este între drenă şi sursă. Deoarece nu există curent de poartă, nu are sens să

vorbim despre caracteristica de intrare. Vom studia, deci, numai caracteristica de transfer $I_D = f(V_{GS})\big|_{V_{DS}=const.}$ şi cea de ieşire $I_D = f(V_{DS})\big|_{V_{GS}=const.}$

În Fig. 7.21 a) am reprezentat caracteristica de transfer a unui tranzistor JFET (care are obligatoriu canal inițial) împreună cu aceea a unui tranzistor MOSFET cu canal indus. Se observă faptul că ele sunt asemănătoare, aceea a tranzistorului JFET fiind deplasată pe axa tensiunilor spre valori negative. La tranzistorul JFET, cu tensiune nulă între poartă şi sursă curentul de drenă nu este nul şi valoarea sa este un parametru important al tranzistorului, fiind notat cu I_{DSS}.

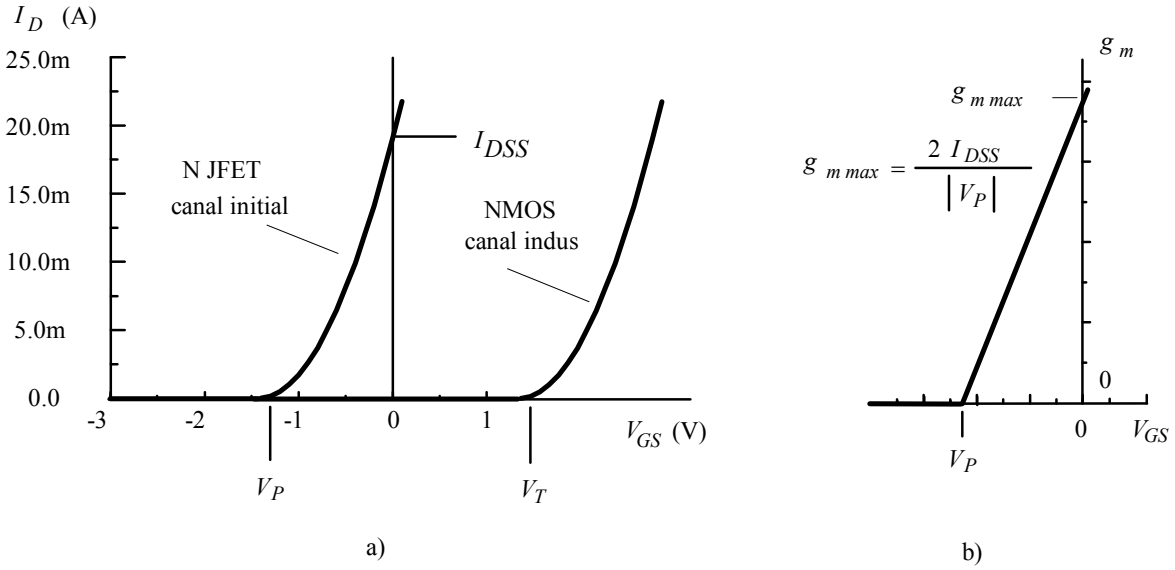


Fig. 7.21. Caracteristica de transfer pentru tranzistoare JFETşi MOSFET cu canal indus (a) şi dependența transconductanței de tensiunea V_{GS} pentru JFET (b).

Canalul existent inițial poate fi închis progresiv prin aplicarea unei tensiuni poartă-sursă negative. Cînd valoarea ei ajunge la V_P, numită **tensiune de blocare** sau **tăiere (cutoff voltage sau pinch-off voltage** în engleză**),** curentul de drenă devine nul. Pentru tensiuni V_{DS} suficient de mari (vom vedea mai tîrziu cît de mari), curentul depinde parabolic de tensiunea poartă-sursă V_{GS}

$$\boxed{\begin{aligned} &I_D = 0 \text{pentru} V_{GS} < V_P \\ &I_D = I_{DSS}\left(\frac{V_{GS}}{V_P} - 1\right)^2 \text{pentru} V_{GS} \geq V_P \end{aligned}} \qquad (7.10)$$

Să comparăm relația anterioară cu aceea de la tranzistorul MOSFET: $I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$. La prima vedere par diferite dar, dacă facem înlocuirile

$$\boxed{\begin{aligned} &V_P \to V_T \\ &I_{DSS}/V_P^2 \to K \end{aligned}}\ , \qquad (7.11)$$

observăm că avem, de fapt, **exact aceeaşi dependenţă.** Formele sub care se utilizează sunt diferite pentru că la JFET este comod să folosim ca parametru curentul de drenă I_{DSS} (definit la $V_{GS} = 0$).

Din acest motiv,

toate relaţiile de la secţiunea precedentă, unde am abordat tranzistoarele MOSFET, rămîn valabile şi pentru tranzistoarele JFET.

Relaţiile vor apărea puţin diferite ca formă, dar cu înlocuirile (7.11) ele devin identice.

Ca şi la tranzistoarele MOSFET, parametrii tranzistoarelor sunt puternic împrăştiaţi tehnologic: tensiunea de tăiere poate avea o dispersie de 5V iar I_{DSS} o variaţie în raportul 5 la 1. Aşa cum am văzut, aceasta produce o slabă predictibilitate a punctului de funcţionare.

La variaţii mici în jurul unui punct de funcţionare, acţiunea tranzistorului poate fi descrisă prin transconductanţa $g_m = \dfrac{dI_D}{dV_{GS}}$ care este chiar panta caracteristicii de transfer în punctul respectiv. Din relaţia (7.10) rezultă că transconductanţa este proporţională cu radicalul din curentul de drenă

$$\boxed{g_m = 2\frac{I_{DSS}}{V_P^2}\left(V_{GS} - V_P\right) = 2\frac{\sqrt{I_{DSS}}}{|V_P|}\sqrt{I_D}}. \qquad (7.12)$$

Dependenţa transconductanţei de tensiunea V_{GS} a fost reprezentată în Fig. 7.21 b); valoarea ei maximă a trasconductanţei se obţine cu poarta legată la sursă, cînd $V_{GS} = 0$:

$$\boxed{g_{m\ \max} = 2\frac{I_{DSS}}{|V_P|}}. \qquad (7.13)$$

Dacă aplicăm pe poartă o tensiune mai mare decît tensiunea de prag, familia de **caracteristici de ieşire** are forma din Fig. 7.22. Fiecare din caracteristici prezintă două regiuni distincte.

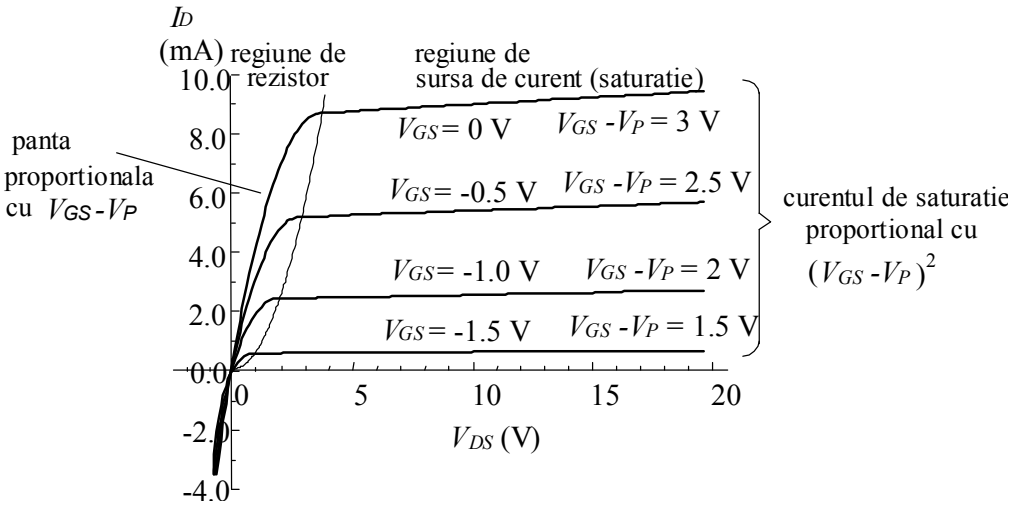


Fig. 7.22. Caracteristici de ieşire pentru tranzistorul JFET.

La valori V_{DS} mici, curentul de drenă este aproximativ proporţional cu tensiunea drenă-sursă, tranzistorul comportînd-se ca un **rezistor**.

Valoarea rezistenţei ohmice echivalente depinde de tensiunea aplicată pe poartă; avem o regiune de **rezistenţă controlată**. Pentru tensiuni drenă sursă mici în valoare absolută, această regiune se continuă şi la tensiuni drenă-sursă negativă.

În această regiune, dependenţa curentului de sursă poate fi aproximată prin

$$I_D \cong 2\frac{I_{DSS}}{V_P^2}(V_{GS} - V_P)V_{DS}\,; \tag{7.14}$$

tranzistorul are o comportare de **rezistor**, cu rezistenţa

$$\boxed{R_{DS} = \frac{V_P^2}{2I_{DSS}(V_{GS} - V_P)}} \tag{7.15}$$

controlată de tensiunea aplicată pe poartă. Valoarea minimă a acestei rezistenţe se obţine cînd poarta este legată la sursă şi $V_{GS} = 0$. În aceste condiţii,

$$R_{DS\,min} = \frac{|V_P|}{2\,I_{DSS}} \tag{7.16}$$

În cealaltă regiune tranzistorul are o comportare complet diferită:

la valori V_{DS} mari, curentul încetează practic să mai depindă de tensiunea drenă-sursă, ieşirea comportîndu-se ca o **sursă de curent controlată de tensiunea de poartă.**.

În regiunea de sursă de curent controlată, este valabilă relaţia (7.10) şi **aici am ridicat caracteristica de transfer şi am definit transconductanţa**. Cu tranzistorul în acest regim de funcţionare putem realiza **amplificatoare** (pentru că I_D nu este saturat în raport cu mărimea de intrare V_{GS} ci, din contră, este controlat practic numai de aceasta).

Comparaţia relaţiei (7.16) cu (7.12) arată un lucru interesant şi util: alegînd o tensiune de poartă,

rezistenţa din regiunea de rezistenţă controlată este inversul transconductanţei din regiunea de saturaţie.

De asemenea, este util să cunoaştem o limită aproximativă între aceste două regiuni. Astfel,

pentru o tensiune poartă-sursă fixată, frontiera între regiunea de rezistor controlat şi aceea de sursă de curent controlată este la o valoare a tensinii drenă-sursă egală cu comanda porţii $V_{DS\,\text{limita}} = V_{GS} - V_P$.

În Fig. 7.22 această frontieră a fost desenată cu linie întreruptă.

Îmbunătățirea liniarității în regiunea de rezistență controlată

În regiunea de rezistența controlată, dependența mai exactă a curentului de drenă este dată de relația

$$I_D = 2\frac{I_{DSS}}{V_P^2}\left[(V_{GS} - V_P) - V_{DS}/2\right]V_{DS}; \qquad (7.17)$$

Din analiza acesteia rezultă că liniaritatea poate fi îmbunătățită dacă tensiunea de poartă, în loc să fie ținută constantă, variază după legea $V_{GS} = \text{const.} + V_{DS}/2$. Acest lucru îl realizează circuitul din Fig. 7.23. Exprimînd prin teorema Milman potențialul porții, avem $V_{GS} = V_G = V_1/2 + V_{DS}/2$. Înlocuind acum în relația (7.17) termenul $V_{DS}/2$ din paranteză dispare şi obținem o relație de proporționalitate între curent şi tensiune

$$I_D = 2K\left(V_1/2 - V_T\right)V_{DS}; \qquad (7.18)$$

astfel, rezultă o comportare de rezistor fără să mai fie nevoie să folosim aproximația $V_{DS} << V_{GS} - V_P$. Extinderea regiunii de liniaritate nu este însa prea mare, întrucît însăşi relația (7.17) este o aproximație care îşi încetează valabilitatea la tensiuni drenă sursă mari.

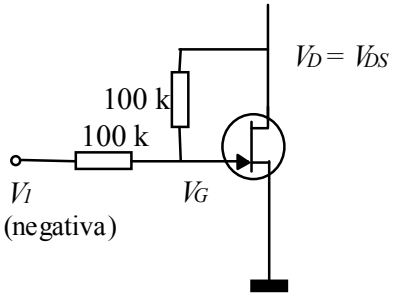
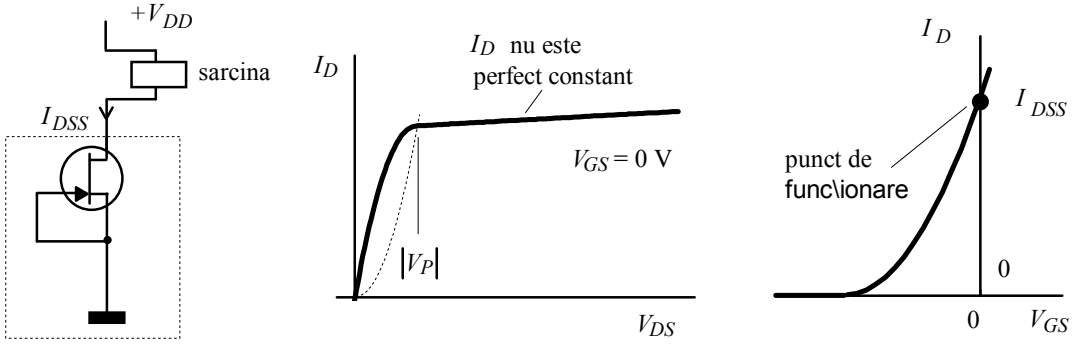


Fig. 7.23. Circuit pentru îmbunătățirea liniarității in regiunea de rezistență controlată.

2.C. Surse de curent cu JFET

Cel mai simplu circuit cu JFET este cel din Fig. 7.24 a): legăm poarta la sursă şi am obținut o sursă de curent (de fapt, un "absorbant" de curent). Acest lucru este evident pe caracteristica de ieşire trasată la $V_{GS} = 0$, adică cu poarta şi sursa în scurtcircuit (desenul b). Singurul lucru de care trebuie să avem grijă este ca tensiunea drenă-sursă, coborînd, să nu se apropie de valoarea $(0 - V_P) = |V_P|$ de unde tranzistorul începe să semene cu o rezistență.



a) b) c)

Fig. 7.24. Sursă de curent cu JFET.

Circuitul precedent este simplu, dar prezintă două dezavantaje. În primul rînd, valoarea curentului sursei nu poate fi programată de către proiectant, fiind egală cu I_{DSS} (desenul c). }i cum acest parametru are o împrăştiere tehnologică mare (ajungînd chiar la 1:5)... Există însă asemenea circuite, gata selectate de producător după valorile lui I_{DSS} şi vîndute ca surse de curent. Totuşi, în aplicaţii este nevoie uneori să ajustăm fin valoarea sursei de curent. Un al doilea dezavantaj al circuitului este acela că intensitatea curentului de drenă nu este perfect constantă, crescînd uşor cu tensiunea V_{DS}: sursa de curent nu este una ideală.

O rezolvare comună pentru aceste dezavantaje poate fi găsită dacă ne amintim că o problemă asemănătoare am întîlnit la tranzistoarele bipolare cînd menţineam V_{BE} constant. Soluţia era să intercalăm o rezistenţă în circuitul emitorului şi aceasta este rezolvarea (parţială) şi a dezavantajelor amintite mai sus. Ajungem, astfel, la sursa de curent perfecţionată din Fig. 7.25 a).

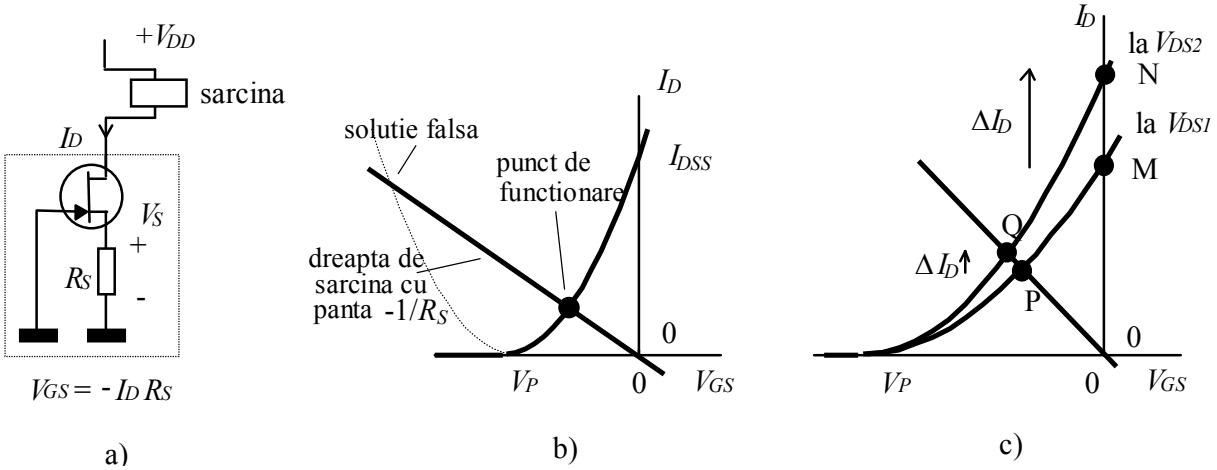


Fig. 7.25. Sursă de curent cu rezistor conectat în sursa.tranzistorului.

Pentru determinarea punctului de funcţionare putem încerca să rezolvăm nişte ecuaţii (sunt de gradul doi şi le putem rezolva prin radicali) sau putem apela la o metodă grafică (desenul b). Una din ecuaţii este chiar caracteristica de transfer $I_D = f(V_{GS})|_{V_{DS}=\text{const.}}$ iar cealaltă este $V_{GS} = 0 - I_D R_S = -I_D R_S$. Aceasta din urmă, scrisă sub foma $I_D = -V_{GS}/R_D$ are ca reprezentare grafică o dreaptă de pantă negativă ce trece prin origine. La intersecţia celor două curbe se găseşte punctul de funcţionare căutat.

*Observaţie: Dacă am fi rezolvat sistemul de ecuaţii am fi găsit **două soluţii**; cea cu valoare mai mare pentru I_D corespunde ramurii din stînga a parabolei, care nu face parte din caracteristică şi trebuie ignorată.*

Dacă modificăm valoarea rezistenţei din drenă, se modifică şi panta "dreptei de sarcină" şi putem, astfel, ajusta valoarea sursei de curent între zero şi I_{DSS}. Introducerea rezistenţei R_S îmbunătăţeşte şi comportarea sursei de curent, aşa cum se poate constata în Fig. 7.25 c). Aici am trasat caracteristica de transfer pentru două valori diferite ale tensiunii drenă-sursă, exagerînd influenţa acestei tensiuni asupra caracteristicii.. Dacă sursa ar fi legată direct la masă ($V_{GS} = 0$), punctul de funcţionare s-ar deplasa la modificarea lui V_{DS}, din M în N pe axa verticală a graficului. În cazul introducerii rezistenţei R_S, modificarea punctului de funcţionare are loc din poziţia P în poziţia Q. Este clar că variaţia curentului I_D este mai mică decît în prima situaţie şi este cu atît mai mică cu cît dreapta de sarcină se apropie de orizontală, adică cu cît rezistenţa R_S creşte.

Creşterea rezistenţei din sursă apropie funcţionarea sursei de curent de cea ideală.

2.D. Repetorul pe sursă (source follower în limba engleză)

Introducerea rezistenţei R_S ne-a permis să aducem tranzistorul în punctul de funcţionare dorit fără să fie nevoie de utilizarea unei surse negative pentru polarizarea porţii. Acest truc poartă numele de **negativare automată** şi a fost inventat pe vremea tuburilor electronice. Acelaşi circuit poate fi utilizat şi pentru a îndeplini o cu totul altă funcţie (Fig. 7.26 a).

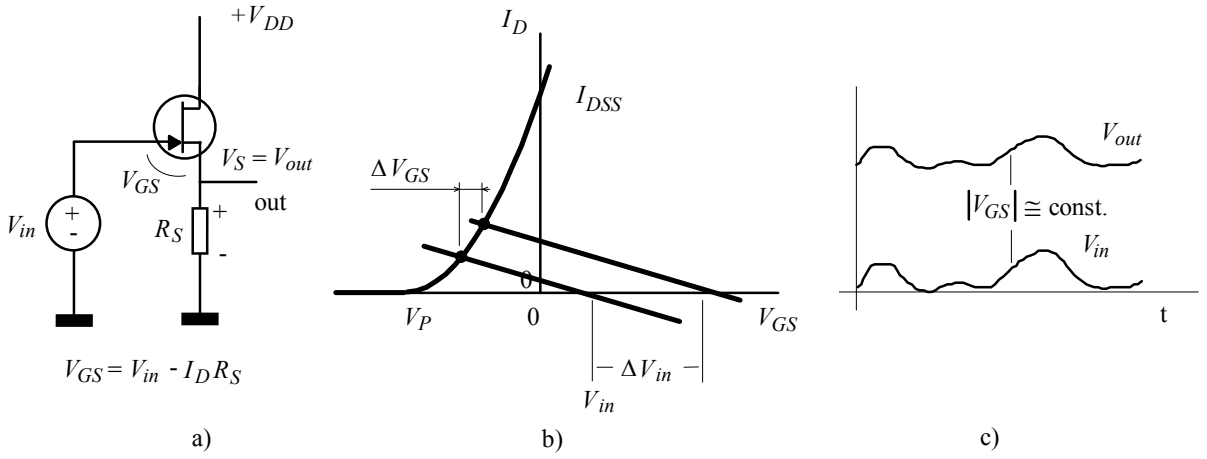


Fig. 7.26. Repetorul pe sursă.

Conectăm drena direct la alimentarea pozitivă, desfacem poarta de la masă şi o legăm la o tensiune de intrare V_{in} variabilă şi noul circuit este gata. Ca să înţelegem funcţionarea sa, revenim la metoda dreptei de sarcină (desenul b). Acum însă, expresia lui V_{GS} are forma $V_{GS} = V_{in} - I_D R_S$, care conduce la

$$I_D = \frac{V_{in}}{R_S} - \frac{V_{GS}}{R_S}. \tag{7.19}$$

Dreapta de sarcină are în continuare panta $-1/R_S$ dar nu mai trece prin origine ci intersectează axa orizontală la coordonata V_{in}.

Să urmărim ce se întîmplă dacă tensiunea de intrare V_{in} suferă variaţii mici (exagerate pe desen pentru a fi mai uşor vizibile). Dreapta de sarcină se deplasează paralel cu ea însăşi, fiind translatată pe orizontală cu ΔV_{in}. Dacă dreapta de sarcină are panta (în modul) mult mai mică decît panta g_m a caracteristicii de transfer

$$1/R_S << g_m \Leftrightarrow R_s >> 1/g_m) \tag{7.20}$$

atunci variaţiile tensiunii poartă-sursă sunt mult mai mici decît acelea ale tensiunii de intrare

$$\Delta V_{GS} << \Delta V_{in} \Rightarrow \Delta V_S = \Delta V_{in} - \Delta V_{GS} \cong \Delta V_{in}. \tag{7.21}$$

În aceste condiţii, variaţiile tensiunii de intrare se regăsesc (puţin atenuate) ca variaţii ale potenţialului sursei, aşa cum se observă în desenul c, unde am desenat evoluţiile în timp ale celor două potenţiale; am obţinut un **circuit repetor**. Avantajul lui esenţial este că intensitatea curentului absorbit de la sursa de semnal este extrem de mică (zeci de nA la frecvenţă nulă şi determinată de capacitatea de intrare la frecvenţe mari).

Putem chiar să calculăm cît de bine sunt repetate variațiile de tensiune. Dacă presupunem că variațiile lui V_{in} sunt suficient de mici astfel încît $\Delta I_D / I_D << 1$, putem exprima variația ΔI_D a curentului de drenă cu ajutorul transconductanței calculate în acel punct de funcționare $\Delta I_D = g_m \cdot \Delta V_{GS} = g_m (\Delta V_{in} - \Delta V_{out})$. Pe de altă parte, variația tensiunii de ieşire este dată de legea lui Ohm $\Delta V_{out} = R_S \Delta I_D$. Din cele două relații rezultă **amplificarea repetorului**

$$A_V = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} = \frac{1}{1 + 1/(g_m R_S)}, \tag{7.22}$$

întodeauna subunitară.

Deşi variațiile lor sunt aproximativ egale, între potențialul ieşirii şi cel al intrării există un decalaj (**offset** în limba engleză), potențialul ieşirii fiind mai ridicat cu $|V_{GS}| < |V_P|$ decît cel al intrării.

Pentru îndeplinirea mai bună a condiției (7.20), o soluție elegantă este intercalarea în circuitul sursei tranzistorului a unei surse de curent (pe care tocmai am studiat-o), ca în Fig. 7.27. Astfel, dreapta de sarcină devine practic orizontală. Pentru a nu avea probleme cu complianța sursei de curent a trebuit să utilizăm o **alimentare diferențială** (două surse de alimentare, una pozitivă față de masă şi una negativă).

Dacă tranzistoarele sunt perfect identice (aceleaşi valori pentru V_P şi I_{DSS}) şi mutăm borna de ieşire în drena lui T_2, se mai întîmplă un miracol: dispare decalajul dintre potențialele intrării şi ieşirii. Acest lucru poate fi explicat în modul următor. Ambele tranzistoare funcționează la acelaşi curent de drenă şi, deci, vor avea obligatoriu aceeaşi valoare a tensiunii V_{GS} poartă-sursă. Pe de altă parte, cele două rezistoare sunt egale şi sunt parcurse de acelaşi curent. Pentru că, la tranzistorul T_2, $V_{G2} - I_D R = 0$, acelaşi lucru se va întîmpla şi a tranzistorul T_1, adică potențialul V_{out} va fi egal cu potențialul V_{in}. În realitate, chiar dacă tranzistoarele sunt bine împerecheate, fiind realizate pe acelaşi "chip" de siliciu, o mică valoare a decalajului rămîne.

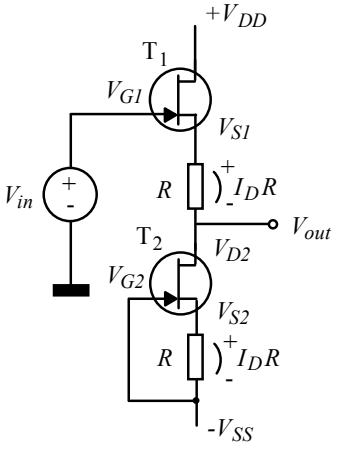
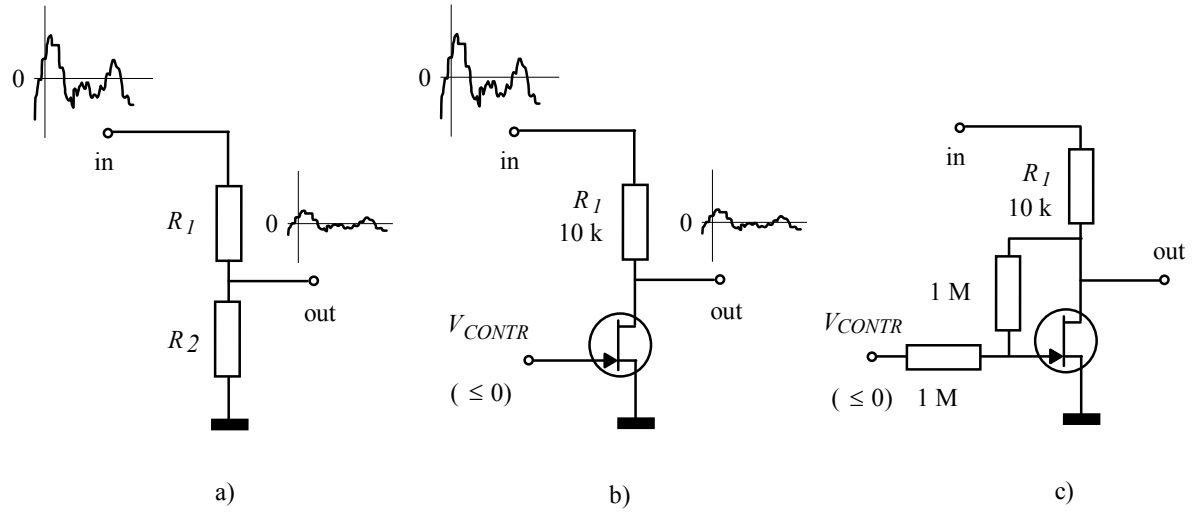


Fig. 7.27. Repetor perfecționat.

2.E. Atenuatorul controlat

Am folosit de multe ori un divizor rezistiv pentru a produce o tensiune continuă de valoare convenabilă. Acelaşi dispozitiv poate fi utilizat, însă, şi ca **atenuator**, pentru a aplica pe o rezistență de sarcină un semnal de tensiune de amplitudine mai mică decît cel produs de generator (Fig. 7.28 a). O aplicație standard este **potențiometrul de volum** cu care reglați intensitatea semnalului sonor la un amplificator audio.

Dezavantajul potențiometrului este că atenuarea sa nu poate fi controlată decît mecanic; dacă am dori s-o controlăm electronic, ne-ar trebui un motoraş care să rotească axul potențiometrului. Tranzistoarele cu efect de cîmp, datorită regiunii lor de rezistență controlată, permit realizarea unor **atenuatoare controlate** de o tensiune electrică.



a) b) c)

Fig. 7.28. Atenuator cu divizor rezistiv (a) şi atenuatoare cu tranzistor JFET (b) şi (c).

Tot ce avem de făcut este să înlocuim rezistența R_2 a divizorului cu tranzistorul FET şi să controlăm tensiunea sa poartă-sursă (desenul b al figurii). La valoarea nulă a tensiunii de control, tranzistorul prezintă o rezistență de valoare minimă, egală, conform relației (7.16), cu $|V_P|/(2I_{DSS})$. În aceste condiții, între amplitudinile semnalelor de intrare şi ieşire avem relația

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} = \frac{R_{DS}}{R_{DS} + R_1} = \frac{|V_P|}{|V_P| + 2I_{DSS}R_1}. \tag{7.23}$$

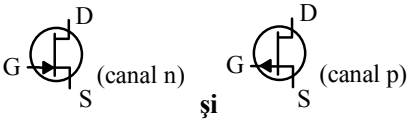
Pe de altă parte, cînd tensiunea de control, negativă, ajunge la $-V_P$ tranzistorul este blocat şi pe sarcină se regăseşte întregul semnal de intrare. La frecvențe mari se produce, totuşi, o atenuare datorită capacității tranzistorului.

Pentru a apropia şi mai mult comportarea tranzistorului de aceea a unui rezistor, se poate utiliza adunarea, peste tensiunea de control, a cantității $V_{DS}/2$ ca în Fig. 7.28 c), aşa cum am discutat mai înainte. Chiar şi cu acest truc, trebuie să avem grijă ca amplitudinea semnalului să nu fie mai mare de cîteva zecimi de volt, altfel acesta va fi distorsionat datorită dependenței neliniare $I_D = f(V_{DS})$.

Enunțuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memorați)

-Tranzistoarele JFET nu pot fi realizate decît avînd canal inițial.

-Simbolurile utilizate pentru tranzistoarele JFET sunt 

şi ; tot ce urmează se referă la tranzistoare JFET cu canal n.

- Joncțiunea poartă-sursă trebuie să fie invers polarizată; astfel, la tranzistoarele JFET avînd canal de tip n, tensiunea poartă-sursă trebuie să fie negativă.

- La tensiune poartă-sursă nulă $V_{GS}=0$ există un curent de poartă. La V_{DS} mari se defineşte curentul I_{DSS} pentru $V_{GS}=0$.

-Cu înlocuirile $V_P \to V_T$ şi $I_{DSS}/V_P^2 \to K$, relațiile de la JFET sunt identice cu cele de la OSFET.

- Negativarea porții față de sursă micşorează curentul de drenă, la $V_{GS}=V_P$ acesta devenind nul.

- Pentru tensiuni drenă sursă mari şi valori ale tensiunii poartă sursă peste tensiunea V_P (de blocare) , caracteristica de transfer $I_D=f(V_{GS})\big|_{V_{DS}=\text{const.}}$ este parabolică $I_D=I_{DSS}\left(V_{GS}/V_P-1\right)^2$.

- Transconductanța $g_m=\Delta I_D/\Delta V_{GS}$ este proporțională cu comanda porții $V_{GS}-V_P$ sau, altfel spus, cu radical din curentul de drenă.

- Caracteristicile de ieşire $I_D=f(V_{DS})\big|_{V_{GS}=\text{const.}}$ prezintă două regiuni distincte: la valori mici ale tensiuii V_{DS} tranzistorul se comportă ca un rezistor cu valoarea controlată de tensiunea poartă-sursă iar la tensiuni V_{DS} mari tranzistorul se comportă ca o sursă de curent controlată de tensiunea poartă-sursă.

-Frontiera între cele două regiuni se găseşte aproximativ la $V_{DS}=V_{GS}-V_P$.

-În regiunea de rezistor controlat, rezistența variază invers proporțional cu comanda porții $V_{GS}-V_P$.

- La aceeaşi tensiune de poartă, rezistența din regiunea de rezistor controlat este inversul transconductanței din regiunea de sursă de curent.

- Datorită regiunii de rezistor, tranzistoarele JFET se pot utiliza în atenuatoare controlate de o tensiune electrică.

-În regiunea de sursă de curent controlată, tranzistoarele JFET sunt utilizate ca surse de curent sau repetoare pe sursă.

Avantajele generice ale tranzistoarelor cu efect de cîmp sunt:

-curentul de poartă extrem de mic în regim de curent continuu (la MOSFET ajunge la 1 pA !);
-la tensiuni drenă-surse mici ele se comportă ca nişte rezistoare controlate, putînd fi utilizate ca şi comutatoare analogice sau atenuatoare comandate;
-tranzistoarele MOSFET de putere ajung la rezistențe în starea ON de cîțiva mΩ;
-tranzistoarele MOSFET de putere pot manipula curenți de zeci de amperi şi tensiuni de ordinul kilovolților, avînd rezistențe în starea ON de cîtiva mΩ;
-sunt mai stabile cu temperatura (vom reveni asupra acestui subiect în capitolul următor).

Termeni noi

-tensiune de blocare (strangulare) valoarea tensiunii poartă-sursă care, polarizînd invers joncțiunea poartă-canal, produce anularea curentului de drenă (blocarea tranzistorului);

-repetor pe sursă (source follower) circuit cu drena legată la un potențial constant în care variațiile potențialului sursei sunt aproximativ egale (întodeauna mai mici) cu variațiile potențialului porții; între cele două potențiale există un decalaj, aproximativ constant;

-atenuator controlat circuit similar unui divizor rezistiv în care rezistorul legat la masă este înlocuit cu un tranzistor cu efect de cîmp, operat în regiunea de rezistență controlată, a cărui rezistență R_{DS} este comandată prin potențialul porții;

Problemă rezolvată

Avem la dispoziție un tranzistor JFET care are canal n şi ai cărui parametri au fost determinați: experimental: $V_P = -\ 4\text{V}$ şi $I_{DSS} = 15\ \text{mA}$.

a) Ne propunem, mai întîi, să proiectăm o sursă de curent care să absoarbă spre masă 2 mA..

b) Cu această sursă de curent vom îmbunătăți performanțele unui repetor pe sursă, realizat cu un tranzistor identic. Va trebui să alegem tensiunile de alimentare şi să stabilim în ce domeniu poate evolua tensiunea de intrare.

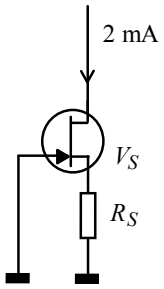


Fig. 7.29.

Rezolvare

a) Schema sursei de curent este cea din Fig. 7.29; va trebui să determinăm valoarea necesară pentru rezistența R_S. Avem la dispoziție ecuația caracteristicii de transfer a tranzistorului

$$2\ \text{mA} = 15\ \text{mA}\left(\frac{V_{GS}}{-4\ \text{V}} - 1\right)^2;$$

de aici putem obține valoarea necesară pentru tensiunea V_{GS}

$$V_{GS} = \text{-4 V} \cdot \left(\sqrt{2/15} + 1\right) = \text{-1.46 V}.$$

Această tensiune este produsă prin căderea de tensiune pe rezistența R_S; de aici rezultă imediat valoarea acestei rezistențe

$$R_S = \frac{1.46\ \text{V}}{2\ \text{mA}} = 730\ \Omega.$$

b) Schema repetorului perfecționat este aceea prezentată în Fig. 7.27. O reluăm (Fig. 7.30), utilizînd sursa de curent gata proiectată şi ținînd seama că cele două rezistențe trebuie să fie egale. Trecem pe schemă tensiunile poartă sursă şi căderile de tensiune pe rezistențe, alegem valorile tensiunilor de alimentare şi acum putem să spunem între ce valori poate evolua tensiunea de intrare. Sursa tranzistorului T_2 este menținută la -15 V+1.46 V=-13.5 V. Pentru el, regiunea de rezistență controlată (care trebuie evitată) începe la $V_{DS} = V_{GS} - V_P = \text{-1.46 - (-4 V)} = 2.54\ \text{V}$. În concluzie, drena sa ar putea coborî pînă la -13.5+2.54=-11 V. Cum nu există decalaj între intrare şi ieşire, tragem concluzia că **potențialul intrării nu trebuie să coboare aproape de -11 V.**

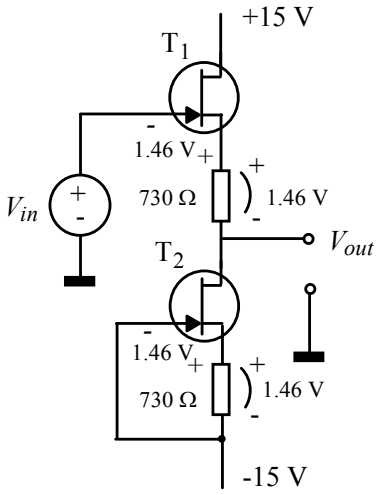


Fig. 7.30.

Tranzistorul T_1 lucrează în acelaşi punct de funcționare; din acest motiv, sursa sa nu trebuie să urce la un potențial mai mare de $+V_{DD} - 2.54\ \text{V} \cong +12.4\ \text{V}$. Cum potențialul intrării este cu -1.46 V mai coborît decît potențialul sursei, rezultă că **potențialul intrării nu trebuie să urce aproape de +11 V.**

Probleme propuse

P 7.2.1. Un tranzistor JFET ce are canal n are caracteristica de transfer din Fig. 7.31.

a) Determinaţi I_{DSS} şi V_P.

b) În jurul cărui punct de funcţionare are tranzistorul transconductanţa g_m de valoare maxmă şi care este această valoare ? În ce regiune de funcţionare trebuie să se găsească tranzistorul şi cît trebuie să fie V_{DS} ?

c) La ce tensiune V_{GS} are tranzistorul rezistenţa R_{DS} de valoare minimă şi care este această valoare ? În ce regiune de funcţionare trebuie să se găsească tranzistorul şi cît trebuie să fie V_{DS} ?

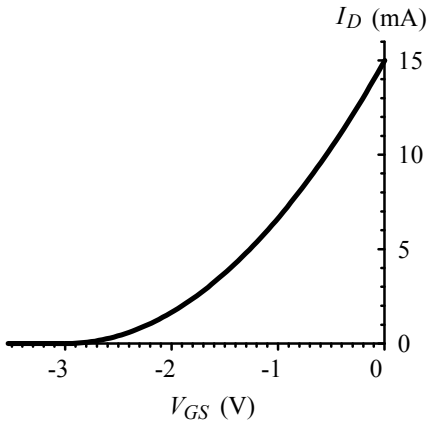


Fig. 7.31.

P 7.2.2. Calculaţi punctul static de funcţionare al circuitului din Fig. 7.32, dacă tranzistorul are caracteristica de transfer din Fig. 7.31 (utilizaţi metoda dreptei de sarcină).

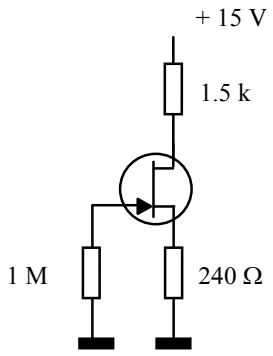


Fig. 7.32.

P 7.2.3. Un tranzistor JFET are parametrii (măsuraţi) $I_{DSS} = 3$ mA şi $V_P = -4$ V; el este utilizat în circuitul din Fig. 7.24 a). Determinaţi ce rezistenţă trebuie să montăm în circuitul sursei, pentru a obţine un curent $I_D = 1$ mA.

P 7.2.4. După ce aţi calculat şi montat rezistenţa, aţi luat, din greşeală un alt exemplar din cutia cu tranzistoare. Acesta are parametrii $I_{DSS} = 15$ mA şi $V_P = -1$ V. Ce valoare va avea curenul de drenă în locul celei impuse de 1 mA ?

P 7.2.5. Circuitul de la problema P 7.2.3 este utilizat ca repetor pe sursă (Fig. 7.33), tensiunea de intrare avînd variaţii mici.

a) Calculaţi decalajul între tensiunea de intrare şi cea de ieşire.

b) Determinaţi amplificarea repetorului.

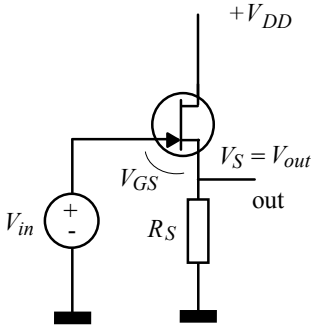


Fig. 7.33.

P 7.2.6. Tensiunea de intrarea a repetorului din problema precedentă a crescut atît de mult încît tensiunea V_{GS} a ajuns aproape zero.

a) Cît este valoarea tensiunii de intrare la care se întîmplă acest lucru ?

b) Recalculaţi amplificarea repetorului pentru variaţii mici în jurul acestui nou punct de funcţionare.

c) Comparaţi cele două amplificări şi trageţi o concluzie asupra distorsiunilor produse de repetor dacă tensiunea de intrare are o excursie prea mare.

P 7.2.7. Circuitul din Fig. 7.34 este un repetor perfecţionat, care are montată în sursă o sursă de curent. Presupunînd ambele tranzistoare identice, cu $I_{DSS} = 5$ mA şi $V_P = -2$ V, determinaţi valoarea necesară pentru cele două rezistenţe (identice). Cît va fi decalajul dintre tensiunea de ieşire şi cea de intrare ?

P 7.2.8. Între ce limite poate varia tensiunea de intrare cu condiţia ca nici unul din tranzistoare să nu ajungă în regiunea de rezistenţă controlată ? (revedeţi problema rezolvată)

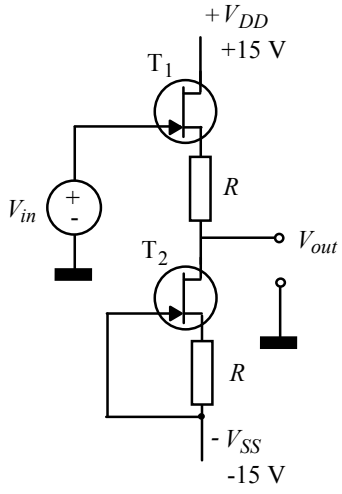


Fig. 7.34.

P 7.2.9. Atît în problema precedentă cît şi în cea rezolvată, calculul domeniului maxim admis pentru tensiunea de intrare a fost făcut de la început numeric. Din această cauză, am scăpat un rezultat interesant. Reluaţi calculul păstrînd tensiunea V_P ca variabilă **literală** (simbolică) şi încercaţi să arătaţi că limitele acestui domeniu sunt $+V_{DD} - |V_P|$ şi $-V_{SS} + |V_P|$.

P 7.2.10. La atenuatorul controlat din Fig. 7.35 tensiunea de control poate fi modificată între zero şi o valoare negativă, mai mare în valoare absolută decît $V_P = -3$ V. }tiind, în plus, că tranzistorul are $I_{DSS} = 10$ mA, calculaţi între ce limite poate fi controlată atenuarea, definită ca $\Delta V_{in} / \Delta V_{out}$. Între ce limite aproximative trebuie să evolueze potenţialul intrării pentru ca tranzistorul să se comporte ca o rezistenţă ?

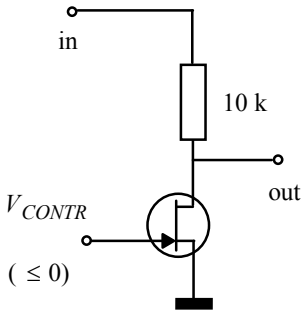


Fig. 7.35.

Lucrare experimentală

Experimentul 1. Caracteristica de transfer

Desenaţi pe caiet circuitul din Fig. 7.36 şi stabiliţi sensurile curenţilor şi polarităţile necesare pentru aparatele de măsură. Divizorul rezistiv este utilizat pentru a putea controla mai fin tensiunea de poartă din butonul de reglaj al sursei V_{A1}. Voltmetrul nu a fost legat chiar în poartă pentru a nu fi neapărat necesar ca el să fie electronic (justificaţi de ce !).

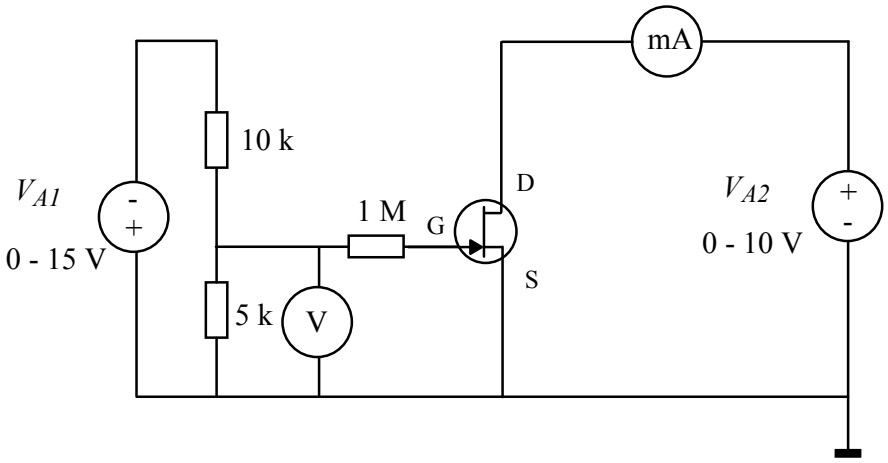


Fig. 7.36. Montaj experimental pentru trasarea caracteristicilor statice.

Realizaţi circuitul. Începeţi experimentul, determinînd curentul I_{DSS} definit la $V_{GS} = 0$. Pentru a fi siguri că aveţi o tensiune poartă-sursă nulă (unele surse de alimentare nu coboară exact la zero) desfaceţi firele care merg la sursa V_{A1} şi legaţi-le în scurtcircuit. Comutaţi miliampermetrul legat în drenă pe scala de 30 mA şi stabiliţi $V_{DS} = 10$ V. Notaţi-vă valoarea paramtrului I_{DSS} al tranzistorului.

Desfaceţi acum scurtcircuitul şi conectaţi sursa de alimentare V_{A1} (atenţie la polaritate, ea trebuie să fie negativă faţă de masă). Creşteţi (în valoare absolută) tensiunea pe poartă observînd închiderea progresivă a tranzistorului. Notaţi-vă tensiunea de prag, la care curentul de drenă devine nul.

Ridicaţi caracteristica $I_D = f(V_{GS})$ obţinînd 10 -12 puncte experimentale, şi desenaţi-o în scară liniară (graficul va fi în cadranul doi). Pentru verificarea relaţiei pătratice $I_D = f(V_{GS})$, cel mai simplu este să reprezentăm grafic $\sqrt{I_D / I_{DSS}} = f(V_{GS})$, pentru că ar trebui să obţinem a linie dreaptă. Faceţi acest lucru şi formulaţi o concluzie asupra valabilităţii acestei relaţii.

Reluaţi determinarea tensiunii de prag şi a caracteristicii, pentru o tensiune drenă-sursă de 15 V. Desenaţi-o în scară liniară, pe acelaşi grafic cu cea trasată la $V_{DS} = 10$ V. Cum afectează tensiunea drenă-sursă caracteristica de transfer ? Este importantă valoarea V_{DS} atunci cînd se dă parametrul I_{DSS} ?

Determinaţi transconductanţa din panta graficului caracteristicii de transfer, la $V_{GS} = 0$ V şi la $I_D = 1$ mA. La această ultimă valoare a curentului, un tranzistor bipolar are o transconductanţă de $g_m = 1 \text{ mA}/25 \text{ mV} = 40$ mS. Cum este, faţă de aceasta, transconductanţa tranzistorului JFET ?

Experimentul 2. Caracteristica de ieşire

Polarizaţi poarta la $V_{GS} = V_P + 0.2$ V. Ridicaţi caracteristica de ieşire $I_D = f(V_{DS})\big|_{V_{GS}=const.}$ modificînd tensiunea drenă-sursă între zero şi 10 volţi. Repetaţi, apoi, experimentul, pentru $V_{GS} = V_P + 0.4$ V şi $V_{GS} = V_P + 0.6$ V. Desenaţi cele trei caracteristici pe un singur grafic, în scară liniară. Marcaţi pe fiecare din cele trei caracteristici punctul care are coordonata V_{DS} egală cu valoarea $V_{GS} - V_P$ corespunzătoare acelei caracteristici. Puteţi trage o concluzie asupra frontierei aproximative dintre regiunea de saturaţie şi cea de rezistenţă controlată ?

Experimentul 3. Repetorul pe sursă

Veţi utiliza acum un repetor pe sursă cu JFET într-o aplicaţie tipică: urmărirea evoluţiei în timp a unui potenţial, absorbind un curent cît mai mic din acel nod pentru a nu perturba starea circuitului. Vom investiga descărcarea unui condensator de 1 μF (Fig. 7.37 a). La apăsarea butonului B, condensatorul se încarcă rapid prin rezistenţa de 1 kΩ la tensiunea de 5 V. Încetînd apăsarea butonului, condensatorul rămîne izolat de restul circuitului şi se va decărca extrem de încet prin rezistenţa "de pierderi" a dielectricului, pe cae am figurat-o cu linie puncatată. Am dori să vizualizăm cu osciloscopul acest proces de descărcare. Pentru aceasta, trebuie să conectăm în punctul M sonda osciloscopului iar masa sa la masa circuitului.

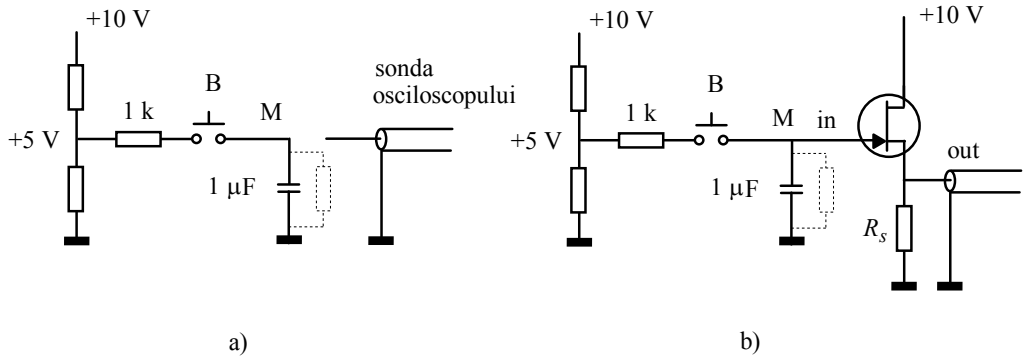


Fig. 7.37. Vizualizarea decărcării unui condensator.

Amplificatorul de intrare al osciloscopului va extrage, însă, curent din condensator. Rezistenţa echivalentă a intrării amplificatorului este notată pe carcasa osciloscopului : 1 MΩ. Din acest motiv, în momentul iniţial, curentul absorbit a fi $I_{ini} = 5\text{ V}/1\text{ M}\Omega = 5\ \mu\text{A}$. Datorită acestui curent, tensiunea pe condensator va începe să scadă cu o viteză iniţială

$$\Delta V/\Delta t = I_{ini}/C = 5\mu\text{A}/1\ \mu\text{F} = 5\text{ V/s},$$

viteză care va deveni din ce în ce mai mică, pe măsură ce condensatorul se descarcă.

Alimentaţi planşeta, cuplaţi sonda osciloscopului la condensator şi încercaţi să estimaţi viteza iniţială de variaţie a tensiunii, apăsînd şi relaxînd butonul de încărcare. Măsuraţi apoi timpul necesar descărcării (consideraţi că s-a descărcat cînd tensiunea coboară sub o zecime din valoarea iniţială).

Pentru a şti dacă sonda perturbă semnificativ descărcarea condensatorului, reluaţi experimentul, dar cu o procedură modificată. Desfaceţi sonda de la condensator, încărcaţi-l şi apoi lăsaţi-l să se descarce "singur" (fără sondă) un timp de cîteva zeci de secunde. Apoi conectaţi sonda şi notaţi-vă valoarea iniţială a tensiunii.

Aminitiți-va că în experimentul precedent, în acest interval de timp, condensatorul s-ar fi descarcat aproape complet prin rezistența de intrare a osciloscopului.

A venit momentul să utilizăm repetorul cu JFET. Conectați sonda la ieşirea sa (sursa tranzistorului) iar intrarea (poarta) conectați-o la condensator, ca în desenul b) al figurii. Apăsați butonul de încărcare, care face ca tensiunea pe condensator să devină 5 V. Fără să încetați apăsarea butonului, măsurați tensiunea pe care o arată osciloscopul la ieşirea repetorului. Notați-vă valoarea sa. De ce este mai mare decît tensiunea decît 5 V ? Ridicați degetul de pe buton şi urmăriți descărcarea condensatorului. Repetați experimentul şi încercați să estimați viteza de variație a tensiunii. De aici, utilizînd formula precdentă, **estimați curentul de descărcare al condensatorului**. Ce puteți spune despre mărimea curentului de poartă ?

Experimentul 4. Atenuatorul controlat şi modulația de amplitudine

Aveți pe planşetă un atenuator controlat, cu schema din Fig. 7.38. Alimentați planşeta şi apoi determinați cu osciloscopul frecvența şi amplitudinea (vîrf la vîrf) a semnalului produs de generatorul de semnal, care este aplicat la intrarea atenuatorului. Legați poarta tranzistorului la potențiometru, mutați sonda osciloscopului la ieşire şi urmăriți modificarea amplitudinii, atunci cînd variați tensiunea de control a atenuatorului, cu ajutorul potențiometrului.

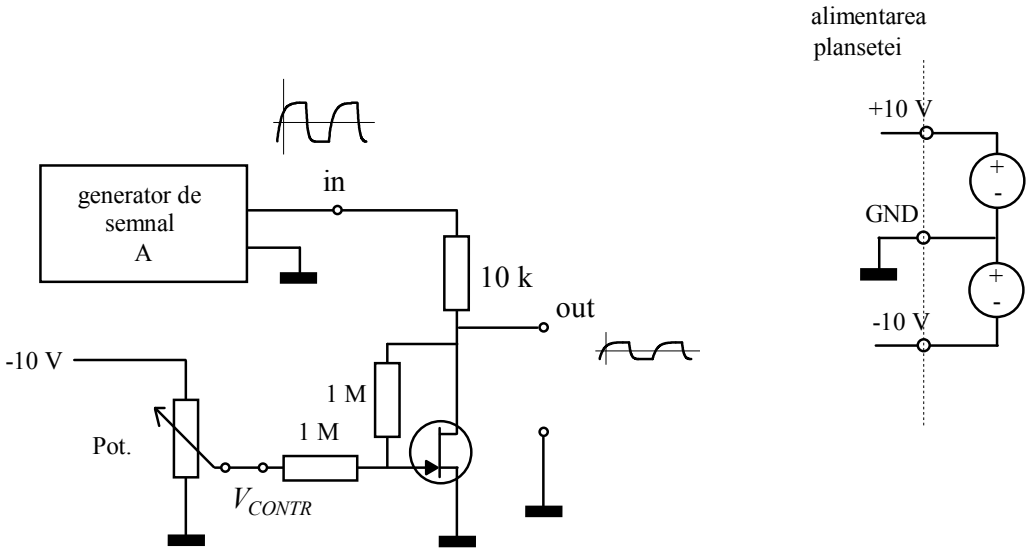


Fig. 7.38.

Determinați între ce limite se modifcă atenuarea (raportul între amplitudinile de la intrare şi ieşire) şi calculați, de aici, rezistența minimă a tranzistorului.

Modificarea atenuării o puteați face şi prin montarea unei rezistențe reglabile în locul tranzistorului. Atenuatorul cu tranzistor vă permite, în plus, **controlul electronic** al atenuării (prin variația unei tensiuni). Pe aceeaşi planşetă mai aveți un generator de semnal, cu frecvență mult mai coborîtă şi formă de undă aproape triunghiulară. Desfaceți poarta tranzistorului de la potențiometru şi legați-o la ieşirea acestui generator de semnal, ca în Fig. 7.39. De data aceasta, generatorul de semnal B va face ce ați fi făcut dumneavoastră dacă ați fi modificat mereu înainte şi înapoi poziția potențiometrului: amplitudinea semnalului de la ieşire se va modifica periodic în timp.

Vizualizați cu osciloscopul semnalul dat de generatorul B şi desenați-l pe caiet. Mutați, apoi, sonda osciloscopului la ieşirea atenuatorului şi observați ce se întîmplă. Formulați o concluzie.

Se spune că semnalul de la intrare a fost **modulat în amplitudine** de către semnalul produs de generatorul B, de frecvență mult mai mică. Modulația în amplitudine (prescurat **MA** în română şi **AM** în engleză) stă la baza transmiterii radiofonice în benzile de unde lungi, medii şi scurte. Acolo, un semnal sinusoidal, de frecvență ajungînd pînă la cîțiva MHz, numit **purtătoare (carrier** în engleză) este modulat în amplitudine de către semnalul sonor care variază mult mai lent, avînd componente doar pînă la 20 kHz. Motivul este acela că oscilațiile electromagnetice de frecvențe mari pot fi mult mai uşor transmise şi recepționate decît cele de frecvențe mici.

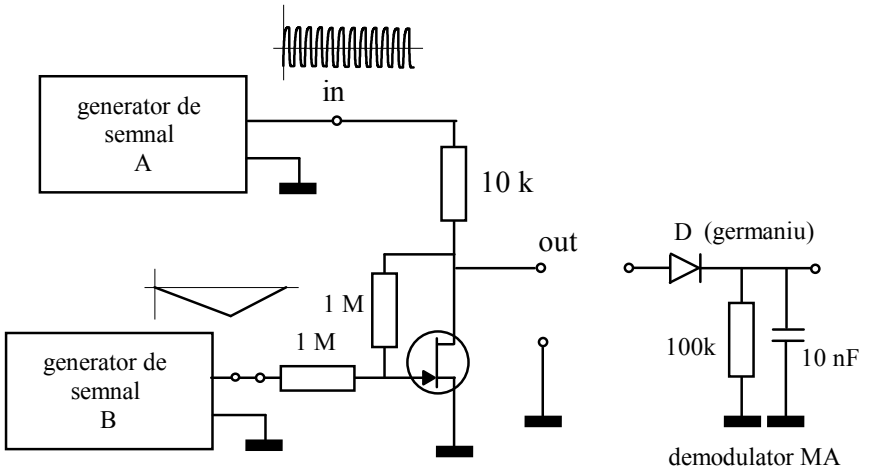


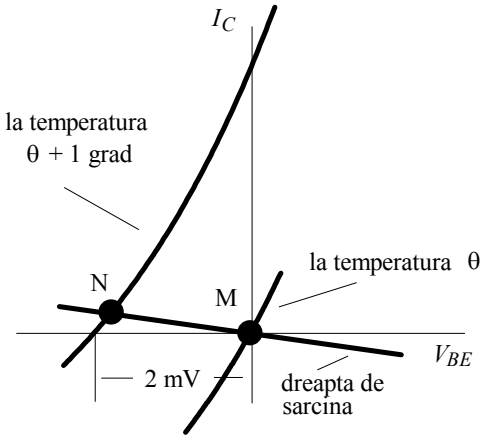
Fig.7.39.

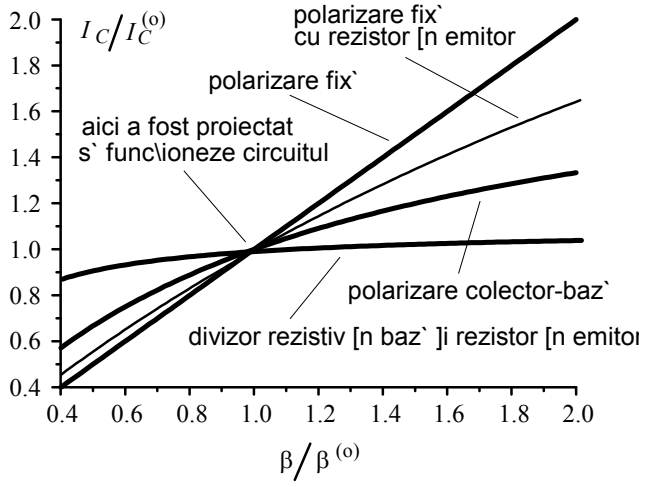
La recepție, trebuie efecuată operația inversă, **demodulația de amplitudine.** Un circuit simplu care realizează această funcție este cel prezentat în figură. Conectați-l la ieşirea atenuatorului şi verificați că el reface aproximativ semnalul produs de generatorul B.

CAPITOLUL

8

Efectul temperaturii asupra caracteristicilor dispozitivelor semiconductoare





A. Termistori 258

B. Diode semiconductoare 259

C. Tranzistoare bipolare 262

D. Tranzistoare cu efect de cîmp 275

Probleme rezolvate 279, probleme propuse 283

Lucrare experimentală 284

Mecanismul conducției în semiconductoare este diferit de acela al conducției în metale. Din acest motiv, în timp ce la metale modificarea temperaturii are un efect foarte slab asupra conductivității (variații de cîteva miimi pe grad), caracteristicile dispozitivelor **semiconductoare** sunt influențate mult mai puternic de temperatură. În general, acesta este un inconvenient important în utilizarea lor în circuitele electronice, mai ales în cazul tranzistoarelor şi al amplificatoarelor integrate. În anumite situații însă, cum este cazul termistorilor şi, mai rar, al diodelor, efectul temperaturii este utilizat pentru obținerea unor senzori de temperatură.

A. Termistori

Termistorii sunt elemente de circuit cu două borne (dipoli), utilizați pentru că rezistența lor depinde puternic de temperatură. Cei mai comuni sunt aceia la care rezistența scade cu temperatura, avînd coeficientul de temperatură $\frac{\Delta R}{R\Delta T}$ negativ, numiți în limba engleză **NTC** (**N**egative **T**emperature **C**oefficient) **thermistors**. În anumite aplicații se întîlnesc, însă, şi termistori cu coeficient de temperatură pozitiv (**PTC thermistors)**.

Ne vom referi în continuare numai la termistorii NTC; ei sunt construiți din materiale semiconductoare intrinseci (oxid de mangan, oxid de cupru, oxid de zinc, etc.). **Dacă temperatura în tot volumul termistorului ar fi menținută constantă, termistorul ar avea o comportare de rezistor;** rezistența sa variază, însă, puternic cu temperatura. Această dependență este destul de bine descrisă de relația

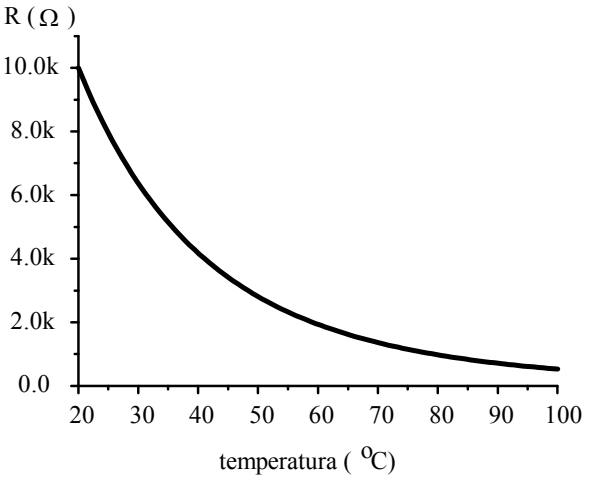


Fig. 8.1. Dependența de temperatură a rezistenței unui termistor NTC.

$$R = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)} \tag{8.1}$$

unde T este temperatura în K, R_0 este rezistența termistorului la temperatura T_0 iar B este o constantă ce depinde de material şi tehnologia de fabricație, avînd valori în jur de 4000 K. În Fig. 8.1 este reprezentată grafic dependența de temperatură a unui astfel de termistor; pentru comoditatea interpretării axa temperaturilor a fost marcată în grade Celsius.

Coeficientul de temperatură, definit ca $\frac{\Delta R}{R\Delta T}$, este aproximativ constant, astfel că

rezistența unui termistor NTC scade cu aproximativ 4 % pe grad, înjumătățindu-se la o încălzire de 15-20°C.

Temperatura termistorului se poate modifica datorită variației temperaturii ambiante (a corpului cu care este în contact termic), termistorul fiind utilizat în această situație ca **senzor de temperatură**. Datorită **sensibilității sale termice ridicate**, el este preferat atunci cînd trebuie sesizate varaiții foarte mici de

temperatură (de exemplu, sisteme de termostatare care mențin temperatura constantă în limita a 10^{-5} grade sau măsurarea încălzirii produse la absorbția unei radiații electromagnetice). Din acelaşi motiv, utilizarea unui senzor de temperatură cu termistor este o soluție bună atunci cînd electronica de prelucrare trebuie să fie simplă. Pe de altă parte, termistorul este utilizat în anumite circuite unde variația cu temperatura a rezistenței sale compensează efectele nedorite ale variației cu temperatura a caracteristicilor altor componente (în special tranzistoare). Dezavantajele sale ca senzor de temperatură sunt legate de puternica neliniaritate a variației temperaturii (Fig. 8.1) şi abaterile de la expresia simplă (8.1).

Dacă termistorul este parcurs de un curent electric, o altă cauză a variației temperaturii sale o constituie **autoîncălzirea** datorită puterii disipate prin efect Joule. Cînd termistorul este utilizat ca senzor de temperatură, acest efect trebuie să fie făcut negliabil prin măsurarea rezistenței sale cu un curent "de interogare" cît mai mic.

Există însă şi aplicații care folosesc scăderea rezistenței prin autoîncălzire. Dacă temperatura ambiantă este menținută constantă iar curentul care îl străbate este suficient de mare ca să-i modifice semnificativ temperatura "internă", caracteristica statică $I = f(U)$ se modifică, apărînd o regiune cu rezistență dinamică **negativă.**

B. Diode semiconductoare

Caracteristica statică a unei diode semiconductoare este descrisă de relația

$$I = I_s(e^{\frac{V}{mV_T}} - 1) \tag{8.2}$$

unde I_s este curentul invers de saturație, $V_T = k_B T/e$ este potențialul termic (k_B constanta Boltzman, T temperatura absolută, e sarcina electronului). La temperatura camerei, potențialul termic, proporțional cu temperatura în kelvin, este de aproximativ 25 mV. Coeficientul de emisie m are valoarea 1 pentru diodele cu germaniu şi aproape 2 pentru cele cu siliciu. În regiunea $V >> V_T$, unde dioda este deschisă, $I >> I_s$ şi relația anterioară devine

$$I \cong I_s e^{\frac{V}{mV_T}}. \tag{8.2'}$$

Logaritmînd în baza zece obținem

$$\log\frac{I}{I_s} = 0.43 \cdot \frac{V}{mV_T} \tag{8.3}$$

adică o relație liniară; valoarea curentului creşte de zece ori la fiecare variație a tensiunii egală cu $2.30 \cdot mV_T$.

În Fig. 8.1 sunt reprezentate caracteristicile statice (cu intensitatea în scară logaritmică) pentru o diodă cu germaniu şi una cu siliciu; aşa cum prezice relația (8.3), graficele sunt (aproximativ) linii drepte. Se observă pantele diferite datorate valorilor lui m şi curentul de saturație mult mai mare la dioda cu germaniu.

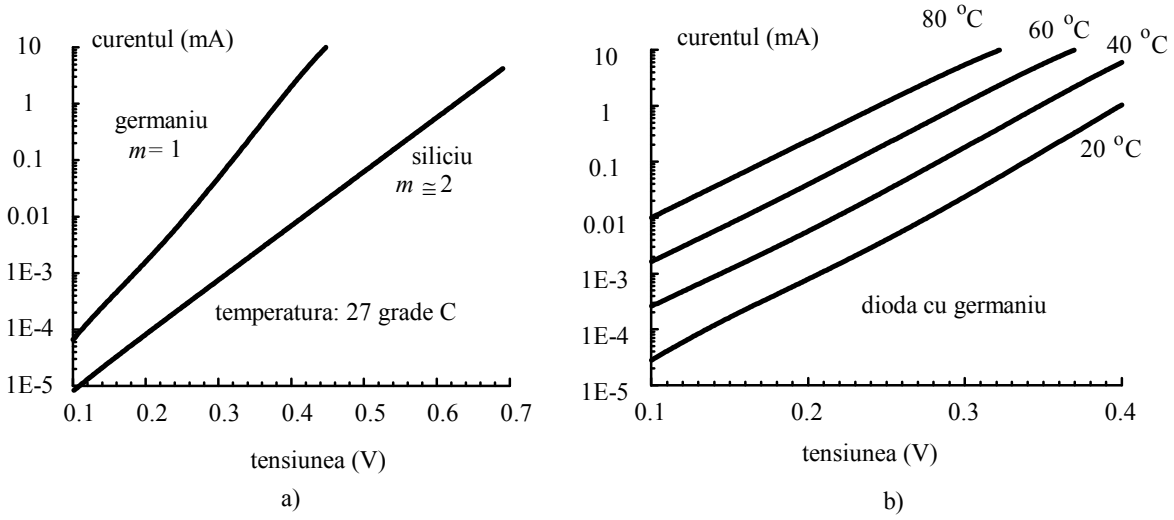


Fig. 8.2. Caracteristici statice pentru o diodă cu germaniu şi una cu siliciu (a) şi dependența de temperatură a caracteristicii pentru o diodă cu germaniu (b).

La prima vedere s-ar părea că dependența de **temperatură** a caracteristicii statice este una simplă: creşterea potențialului termic V_T proporțional cu temperatura ar micşora panta caracteristicilor din Fig. 8.2 a), rotind dreptele în sensul orar. Lucrurile sunt mai complicate, deoarece curentul de saturație I_S nu este constant ci creşte cu temperatura. Astfel, în afara rotației, dreptele suferă şi o translație în sus.

Pentru germaniu, dependența curentului de saturație are expresia

$$I_S \cong KT^2 e^{-\frac{0.78\ \mathrm{V}}{V_T}} \cong KT^2 e^{-\frac{9000}{T}}; \qquad (8.4)$$

rezultă, de aici, un coeficient de variație de 11% pe grad. La dioda reală apar, însă, şi alte componente ale curentului I_S, care au o variație mai lentă cu temperatura. Din acest motiv,

dependența măsurată a curentului invers de saturație la diodele cu germaniu pune în evidență o variație a acestuia de aproximativ 7 % pe grad, adică o dublare a sa la fiecare variație de 10 grade.

Combinînd efectul asupra lui I_S cu efectul factorului e^{V/V_T}, variația caracteristicii cu temperatura, pentru o diodă cu germaniu în conducție directă, poate fi urmărită pe Fig. 8.2 b). Efectul variației lui I_S este dominant: dacă menținem tensiunea constantă curentul creşte practic exponențial cu temperatura, dublîndu-se la fiecare creştere cu 10 grade. Putem privi lucrurile, însă, şi altfel:

menținînd curentul constant, obținem o **scădere a tensiunii pe diodă de aproximativ 2 mV pe grad**.

Din grafic rezultă că dependența tensiunii cu temperatura este suficient de liniară pentru ca dioda să fie utilizată ca **termometru** de performanțe modeste.

Pentru diodele cu siliciu, recombinarea golurilor cu electronii are loc predominant în zona de trecere; din acest motiv, curentul de saturație depinde de temperatură conform relației

$$I_S = KT^{1.5} e^{-\frac{1.21\ \text{V}}{2V_T}} = KT^{1.5} e^{-\frac{6900}{T}} \tag{8.5}$$

care determină o creştere de aproximativ 8% pe grad.

În conducție directă atît dependența lui I_S cît şi factorul $e^{V/(2V_T)}$ afectează caracteristica statică, aşa cum se observă în Fig. 8.3. La creşterea temperaturii, mărirea lui I_S produce o translație în sus a caracteristicii, pe cînd factorul $e^{V/(2V_T)}$ determină o rotire a ei în sens orar, micşorîndu-i panta. La temperaturi apropiate de temperatura camerei, menținînd constantă tensiunea pe diodă obținem o variație a curentului de aproximativ 7 % pe grad, aproape egală cu cea de la diodele cu germaniu. **Dacă se menține constant curentul, tensiunea pe diodă scade aproximativ liniar cu creşterea temperaturii**; pentru curenți de ordinul miliamperilor

la curent constant, scăderea tensiunii pe diodele cu siliciu este de aproximativ 2 mV pe grad, ca şi la cele cu germaniu.

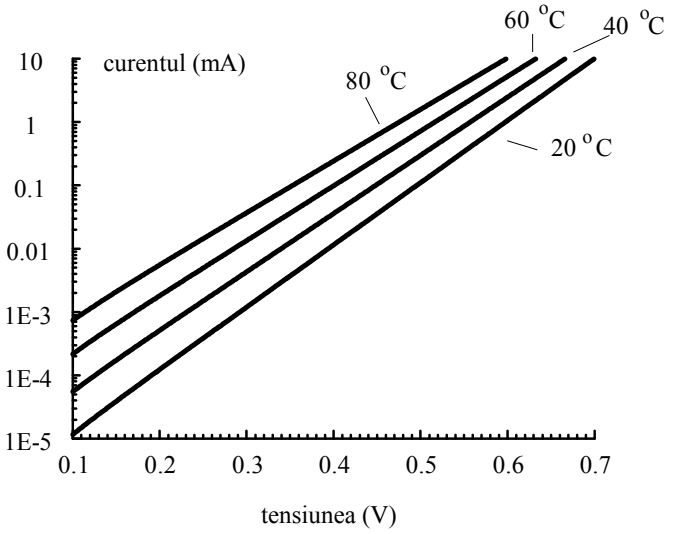


Fig. 8.3. Influența temperaturii asupra caracteristicii unei diode cu siliciu.

În concluzie

indiferent de tipul lor, în conducție directă, la tensiune constantă, curentul diodelor creşte practic exponențial cu temperatura, cu aproximativ 7 % pe grad, dublîndu-se la fiecare încălzire cu 10 grade. Dacă se menține curentul constant, tensiunea pe diodă scade liniar cu temperatura cu aproximativ 2 mV pe grad.

C. Tranzistoare bipolare

Tranzistorul îndeplineşte funcţia unui robinet controlat. Mărimea pe care o controlează este **intensitatea curentului de colector** iar controlul se efectuează prin polarizarea directă a joncţiunii emitor bază.

Să vedem, în cîteva aplicaţii tipice, **de ce curentul de colector trebuie să fie stabil în raport cu temperatura ambiantă**. Circuitul din Fig. 8.4 a) trebuie să amplifice de 300 de ori variaţii de tensiune cu frecvenţa peste 20 Hz şi amplitudini de ordinul milivoltului. Dacă a fost proiectat corect, în absenţa semnalului de intrare potenţialul colectorului se găseşte undeva pe la jumătatea tensiunii de alimentare, să zicem la 8 V; aplicînd semnalul de intrare, potenţialul colectorului va evolua în jurul nivelului de 8 V cu amplitudini de ordinul a 0.3 V. Condensatorul de ieşire blochează componenta continuă şi pe sarcină ajung numai variaţiile, de data aceasta ele efectuîndu-se în jurul nivelului de 0 V. Creşterea prin încălzire a curentului de colector coboară nivelul mediu al potenţialului de colector, dar semnalul de pe sarcină va continua să fie o versiune amplificată a semnalului de intrare; sarcina nu va sesiza că se întîmplă ceva cu tranzistorul. Dacă însă creşterea curentului de colector este prea mare, potenţialul colectorului coboară aproape de nivelul masei şi tranzistorul intră în saturaţie încetînd să amplifice. Cum nivelul iniţial era la jumătatea tensiunii de alimentare

o dublare a curentului de colector aduce cu siguranţă tranzistorul în saturaţie, scoţînd din uz amplificatorul.

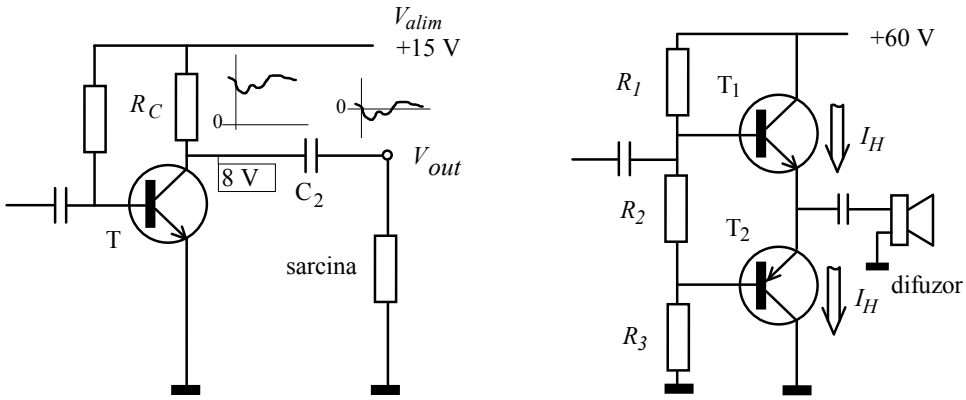


Fig. 8.4. Amplificator cu emitorul comun (a) şi amplificator de putere în contratimp (b).

Nu trebuie să ajungem pînă acolo pentru ca efectele să ne deranjeze. Vom vedea că la acest circuit amplificarea variaţiilor de tensiune este proporţională cu valoarea medie a curentului de colector. Astfel, încălzirea tranzistorului va produce mărirea amplitudinii variaţiilor care ajung pe sarcină, lucru cu totul neplăcut, mai ales dacă utilzăm amplificatorul într-un lanţ de măsură. Chiar în cazul unui amplificator audio, o variaţie de cîteva procente a curentului de colector este tot ce putem accepta.

Situaţia se schimbă dramatic dacă ceea ce dorim să amplificăm pentru a măsura este un nivel de tensiune continuă. În acest caz nu mai putem separa, cu un condensator, semnalul util de regimul de polarizare pentru că ambele au aceeaşi frecvenţă : 0 Hz. Vom vedea că o modificare cu 10 % a curentului de colector este echivalentă cu o variaţie a semnalului de 2 mV. Cînd trebuie să sesizăm semnale într-adevăr mici (un

termocuplu oferă în jur de 50 μV pe grad), curentul de colector ar trebui să varieze cu temperatura cu mult mai puţin de 0.1 la sută.

Dacă încălzirea producea doar inutilitatea amplificatoarelor discutate pînă acum, pentru tranzistoarele din amplificatorul de putere desenat în Fig. 8. 4 b) stabilitatea termică este o chestiune de viaţă şi de moarte. Fără semnal, circuitul de polarizare asigură trecerea unui curent de valoare mică (cîţiva mA) prin cele două tranzistoare către masă. Principiul de funcţionare al amplificatorului se bazează pe deschiderea **pe rînd** a tranzistoarelor de către semnalul alternativ aplicat la intrare, curentul, cu amplitudinea de ordinul amperilor, trecînd prin condensatorul de ieşire spre difuzor. Astfel, pe tranzistoare se disipă o putere apreciabilă, de ordinul zecilor de W, care produce încălzirea lor. Creşterea temperaturii deschide simultan ambele tranzistoare şi un curent important I_H începe să circule de la alimentarea pozitivă, prin cele două tranzistoare, spre masă. Puterea disipată creşte suplimentar cu $I_H V_{\text{alim}}$ şi tranzistoarele se încălzesc şi mai mult: avem o **reacţie pozitivă** de natură termică. Aşa cum am văzut, dacă gradul reacţiei pozitive depăşeşte un anumit prag sistemul devine instabil; în cazul nostru temperatura creşte foarte rapid şi procesul se sfîrşeşte prin distrugerea tranzistoarelor, **deoarece curentul I_H nu este limitat de nici o rezistenţă.**. Aceasta este **ambalarea termică** (thermal run-away în engleză) . Pentru a o preîntîmpina, în vremurile cînd se mai utilizau tranzistoare cu germaniu, în locul rezistenţei R_2 se conectau în serie doi termistori NTC în foarte bun contact termic cu capsulele tranzistoarelor. La încălzirea excesivă a acestora, rezistenţa termistorilor scădea puternic, micşorînd tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor şi încercînd să le blocheze. De multe ori, însă, creşterea temperaturii interne a tranzistoarelor, datorată reacţiei pozitive, era atît de rapidă încît pînă la încălzirea termistorilor tranzistoarele erau deja distruse.

Observaţie: În Fig. 8.4 am notat tensiunea de alimentare, ca şi în capitolele anterioare, cu V_{alim}. Acest manual fiind unul introductiv, am preferat să facem acest lucru pentru a reduce la minimum riscul unor confuzii. În schemele profesionale, tensiunea de alimentare **pozitivă** a circuitelor ce conţin tranzistoare bipolare este notată cu $+V_{CC}$. Sunt două aspecte implicate în această convenţie. În primul rînd,

dublarea indicelui unei tensiuni este rezervată exclusiv tensiunilor de alimentare.; atît pentru litera V cît şi pentru indici se folosesc majuscule deoarece este vorba de o tensiune continuă.

În al doilea rînd, în cazul circuitelor cu tranzistoare bipolare tensiunea pozitivă are indicele "*CC*" pentru că cele mai utilizate tranzistoare sunt cele de tip **npn**, la care **colectorul** este legată spre alimentarea pozitivă. Tensiunea pozitivă se notează cu $+V_{CC}$ chiar şi în cazul în care circuitul nu conţine decît tranzistoare de tip **pnp**, care au emitoarele legate spre alimentarea pozitivă. Pentru simetria notaţiei, dacă circuitul are şi o alimentare **negativă** faţă de masă, tensiunea ei este notată cu $-V_{EE}$.

La modificarea temperaturii sau schimbarea tranzistorului cu alt exemplar, curentul de colector se schimbă. Circuitul de polarizare încearcă să "impună" tranzistorului valoarea unei anumite mărimi de control, care să rămînă constantă. După configuraţia circuitului de polarizare, această mărime menţinută constantă poate fi curentul de emitor, curentul de bază sau tensiunea pe joncţiunea emitor-bază. În oricare din aceste situaţii suntem interesaţi ca modificarea temperaturii să aibă un efect cît mai mic asupra mărimii controlate, care este curentul de colector. Vom analiza, pe rînd, aceste variante, identificînd modul în care temperatura afectează curentul de colector.

i) Curentul de emitor este menținut constant

În funcționare normală, joncțiunea emitor-bază este polarizată direct iar joncțiunea colector-bază este polarizată invers, aşa cum se vede pe desenul din Fig. 4 a). Curentul de colector are două componente

$$I_C = \alpha I_E + I_{CB0}. \qquad (8.6)$$

Prima componentă, egală cu αI_E, este determinată de curentul de emitor, unde factorul α este subunitar dar foarte apropiat de unitate (efectul de tranzistor). Peste aceasta se suprapune curentul invers al joncțiunii colector bază, invers polarizată, care se poate măsura cu circuitul din desenul b), lăsînd emitorul în gol; cum tensiunea inversă este în valoare absolută mult mai mare decît $V_T \cong 25$ mV, acesta este practic **curentul invers de saturație** al joncțiunii.

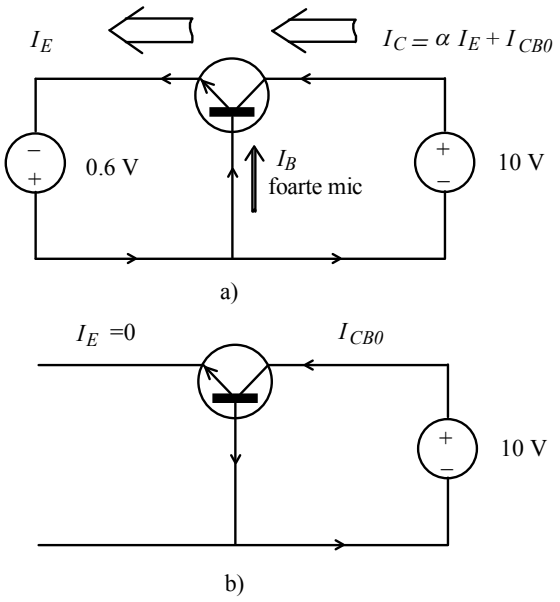


Fig. 8.4. Configurația cu bază comună utilizată la polarizare (a) şi semnificația curentului rezidual I_{CB0}.

Să presupunem că circuitul de polarizare menține **curentul de emitor constant.** În aceste condiții, efectul temperaturii asupra curentului de colector se poate manifesta numai prin intermediului factorului α sau al curentului I_{CB0}. Factorul α are valori foarte apropiate de unitate iar variațiile sale relative cu temperatura sunt doar de cîteva procente la o variație între 20°C şi 100°C.

Spre deosebire de acesta, curentul I_{CB0} are o dependență de temperatură extrem de puternică. El este curentul invers de saturație al unei joncțiuni şi ne aşteptăm la o comportare asemănătoare celei întîlnite la studiul diodelor pentru mărimea I_s, exprimată de relațiile (8.4) şi (8.5): o creştere aproape exponențială. Graficele din Fig. 8.5, trasate pentru două tranzistoare de putere mică, confirmă acest lucru; în plus, se observă că, chiar la temperaturi apropiate de 100°C, curentul I_{CB0}, este neglijabil pentru tranzistoarele cu siliciu, deoarece ajunge doar la 1 nA în timp ce curenții de colector de repaus sunt cel puțin de ordinul a 100 μA. La tranzistorul cu germaniu, curentul I_{CB0} ajunge pe la 10 μA; el nu mai poate fi uşor neglijat dar efectele sale sunt totuşi acceptabile.

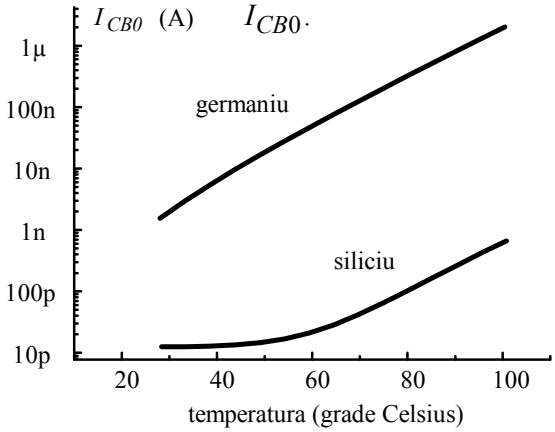


Fig. 8.5. Dependența de temperatura a curentului I_{CB0}.

În Fig. 8.6 aceleaşi tranzistoare au fost operate la **curent de emitor constant** şi s-a ridicat caracteristica de ieşire la 25°C şi la 100°C. Deşi efectul curentului curentului I_{CB0} este complet neglijabil la tranzistorul cu siliciu, curentul său de colector suferă totuşi o crestere vizibilă datorită încălzirii. Aceasta se datorează variației cu temperatura a **factorului α.**

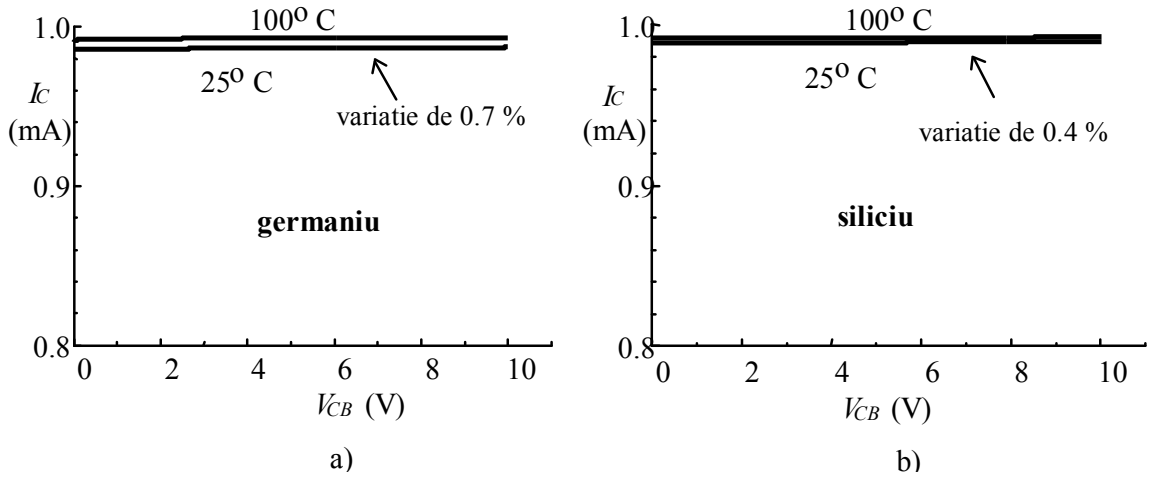


Fig. 8.6. Efectul temperaturii asupra caracteristicii de ieşire la $I_E = \text{const}$.

Un circuit de polarizare care să mențină constant curentul de emitor necesită două surse de alimentare (una pozitivă şi una negativă, ca în Fig. 8.4 a) şi intercalarea în circuitul emitorului a unei surse de curent. Din acest motiv, el este complet nepractic şi dependențele din Fig. 8.6 constituie un caz foarte convenabil dar nerealist. Vom vedea, mai tîrziu, cum ne putem apropia de această situație, cu un circuit de polarizare adecvat.

ii) Curentul de bază este menținut constant

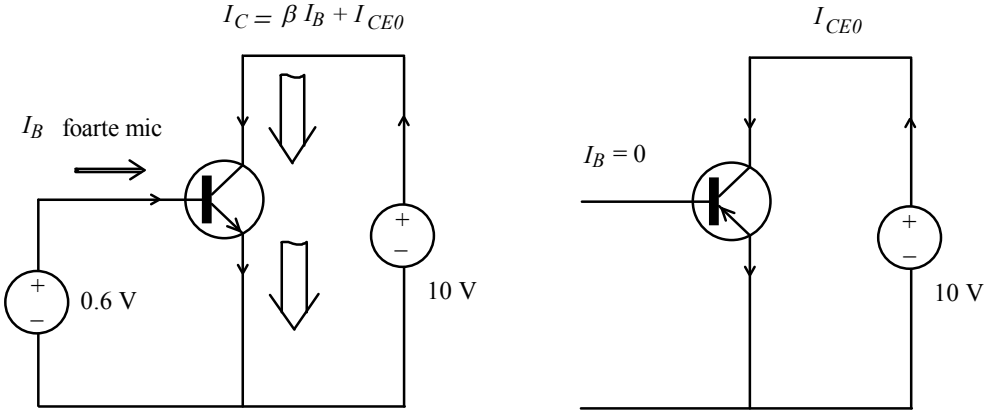


Fig. 8.7. Configurația cu emitor comun utilizată la polarizare (a) şi semnificația curentului rezidual I_{CE0}.

Polarizarea tranzistoarelor bipolare se realizează după principiul din Fig. 8.7 a), pentru că ambele surse de tensiune au aceeaşi polaritate, permițind utilizarea, de fapt, a unei singur alimentator. În plus, pentru prelucrarea variațiilor conexiunea cea mai frecvent folosită este cea cu emitorul comun. Curentul de intrare este curentul de bază, mult mai mic decît cel de emitor; utilizînd relația

$$I_E = I_B + I_C \tag{8.7}$$

şi relația (8.6), obținem

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{CB0} \tag{8.8}$$

unde $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ este numit **factor de amplificare în curent în conexiunea emitor comun**, iar $\frac{1}{1-\alpha} I_{CB0} = I_{CE0}$ este un alt curent rezidual, între colector şi emitor, definit cu **baza în gol ($I_B = 0$),** aşa cum se poate vedea în Fig. 8.7 b).

Astfel, pentru conexiunea cu emitorul comun avem relaţia

$$I_C = \beta I_B + I_{CE0} \tag{8.9}.$$

Trebuie menţionat că, deoarece $\alpha \cong 1$, factorul β are valori mari. De asemenea, din această cauză, I_{CE0} este mult mai mare decît I_{CB0}

$$I_{CE0} \cong \beta I_{CB0}. \tag{8.10}$$

Relaţia (8.9) ne spune că, dacă menţinem constant curentul de bază, influenţa temperaturii se va manifesta asupra curentului de colector prin intermediul factorului β şi prin intermediul curentului I_{CE0}.

Deoarece factorul α nu este constant cu temperatura, avem, de asemenea, o variaţie cu temperatura a factorului β . Dar

$$\frac{d\beta}{\beta} = \frac{1}{1-\alpha}\frac{d\alpha}{\alpha} \cong \beta\frac{d\alpha}{\alpha}. \tag{8.11}$$

Variaţia relativă a lui β este de β ori mai mare decît variaţia relativă a factorului α

În interpretarea ultimelor două relaţii trebuie ţinut seama că factorul β scade puternic (chiar cu un ordin de mărime) atunci cînd curentul de colector se micşorează; din acest motiv, valoarea lui β din aceste relaţii nu este aceea de la curenţii nominali de operare, de ordinul 100-500. Astfel, la o încălzire cu 100 de grade, factorul β nu creşte cu mai mult de 10-20 %. Din acest motiv, variaţia cu temperatura a curentului rezidual de colector cu baza în gol, $I_{CE0} = \beta I_{CB0}$, păstrează caracterul exponenţial al dependenţei lui I_{CB0}, aşa cum se poate constata în Fig. 8.8, pentru două tranzistoare, cu germaniu şi, respectiv, siliciu.

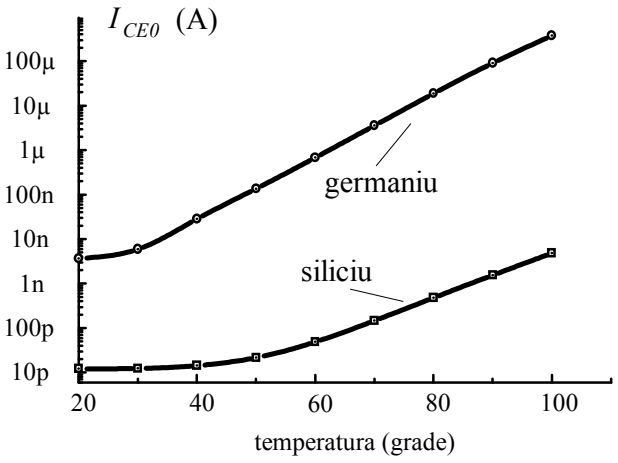


Fig. 8.8. Dependenţa de temperatură a curentului rezidual I_{CE0}.

Dacă ne-am hotărît să menţinem constant

curentul de bază, să urmărim ce se întîmplă cu caracteristica de transfer $I_C = f(I_B)$ la încălzirea tranzistorului de la 25°C la 100°C (Fig. 8.9). În primul rînd, mărirea temperaturii produce o creştere a pantei dependenței, $\Delta I_C / \Delta I_B$, adică a factorului de amplificare β dinamic; acest efect este aproximativ de aceeaşi mărime la ambele tranzistoare, cu germaniu şi, respectiv, siliciu. Pentru tranzistorul cu germaniu însă, se observă un fenomen suplimentar: odată cu încălzirea, caracteristica de transfer este translatată în sus, spre curenți de colector mai mari. Acesta este efectul creşterii curentului I_{CE0}, care la germaniu ajunge de acelaşi ordin de mărime cu cel de colector.

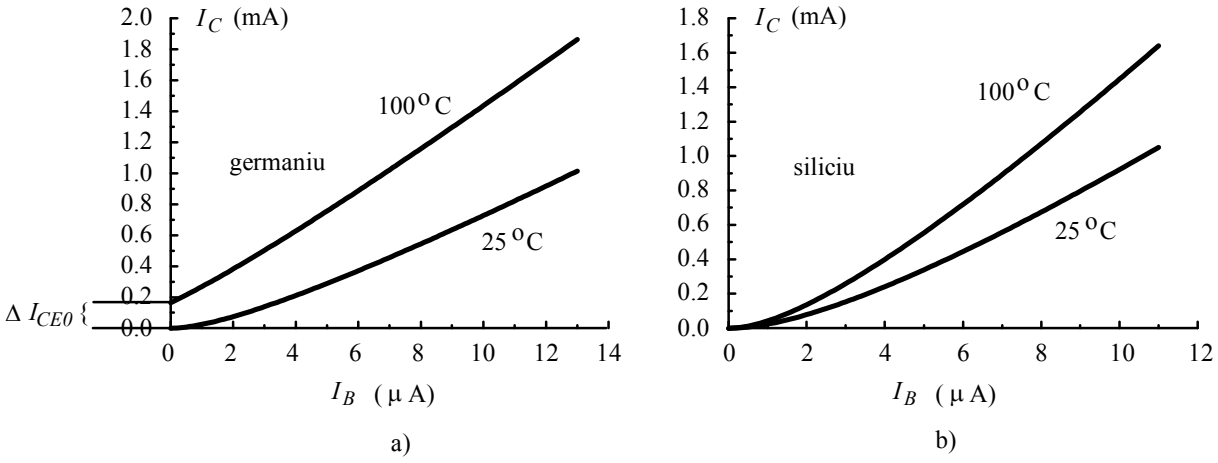


Fig.8.9. Efectul temperaturii asupra caracteristicii de transfer $I_C = f(I_B)$

Cumularea celor două efecte face ca sensibiltatea tranzistoarelor cu germaniu să fie mai mare decît aceea a tranzistoarelor cu siliciu. Dacă mai aruncăm o privire la figura anterioară, observăm că la temperatură mare, din cauza curentului I_{CE0}, tranzistorul cu germaniu nici nu mai poate fi dus într-un regim apropiat de cel de blocare prin anularea curentului de bază.

Din această cauză, tranzistoarele cu germaniu nu mai sunt astăzi utilizate, întîlnindu-ne cu ele numai în textele introductive de electronică.

iii) Tensiunea bază-emitor este menținută constantă

A treia mărime prin intermediul căreia putem controla tranzistorul bipolar este **tensiunea bază-emitor.** Curenții de colector şi emitor, fiind aproximativ egali, au practic aceeaşi dependență de V_{BE}. În Fig. 8.10 am reprezentat influența temperaturii asupra caracteristicii de transfer $I_C = f(V_{BE})$. În primul rînd constatăm că nu există diferențe semnificative între comportarea tranzistorului cu germaniu şi a celui cu siliciu (exceptînd, bineînțeles, diferența de aproximativ 0.25 V între valorile tensiunii de deschidere). Ecuația care descrie caracteristica de transfer $I_C = f(V_{BE})$ în regiunea activă este

$$I_C = I_s e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \tag{8.12}$$

unde potențialul termic V_T este proporțional cu temperatura masurată în K. Graficele din Fig. 8.10 pun în evidență două modificări la variația temperaturii. Mai întîi, la creşterea temperaturii panta graficelor scade;

aceasta se datorează variației lui V_T, deoarece panta în scară semilogaritmică este proporțională cu $1/V_T$ adică invers proporțională cu temperatura. Putem chiar să calculăm de cîte ori s-a micşorat panta: de $(273+100)/(273+25)=1.25$ ori.

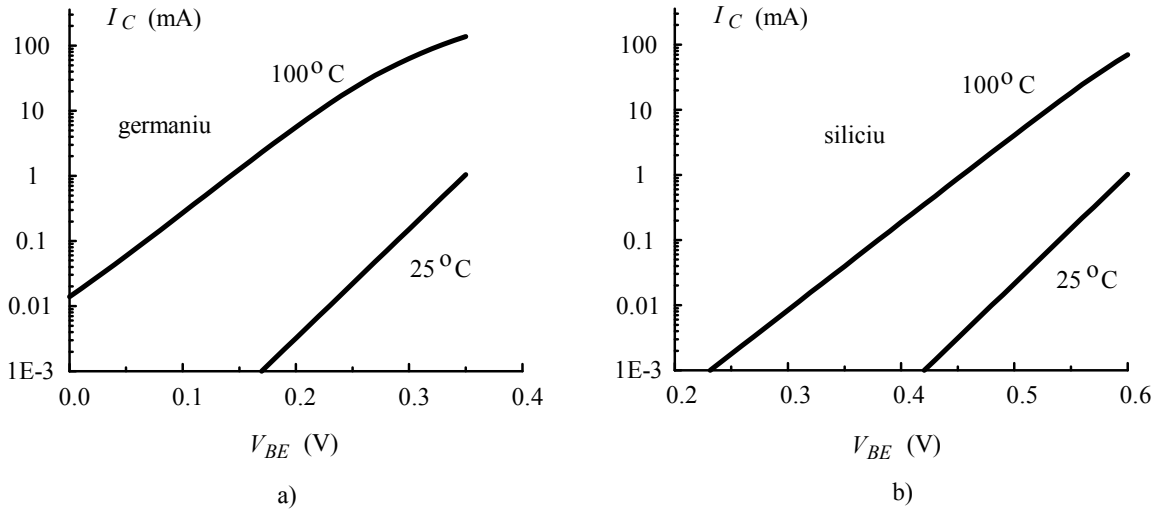


Fig. 8.10. Influența tempeaturii asupra caracteristicii de transfer $I_C = f(V_{BE})$.

Efectul cel mai puternic îl prezintă, însă, translatia în sus a caracteristicii, care se datoreşte creşterii factorului multiplicativ I_s din relația precedentă. Acest este proporțional cu I_{CB0}, depinzînd şi de alți parametri ai tranzistorului. Indiferent de tipul tranzistorului, încălzirea de la 25°C la 100°C, cu menținerea constantă a tensiunii bază-emitor, produce creşterea puternică a curentului de colector. La un curent de colector de 1 mA, această încălzire provoacă o multiplicare de aproape 100 de ori a curentului de colector.

Să privim în detaliu modificarea caracteristicii de transfer $I_C = f(V_{BE})$ pentru o variație de un grad (Fig. 8.11). Dacă menținem tensiunea bază-emitor constantă (aşa cum **nu trebuie să facem**), curentul de colector creşte cu 10% pe grad. Dacă, pe de altă parte, dorim ca intensitatea curentului de colector să rămînă constantă, trebuie ca tensiunea bază-emitor să scadă cu aproximativ 2 mV pe grad. În toate textele de electronică, acest efect de modificare cu temperatura a caracteristicii $I_C = f(V_{BE})$ este numit **variația cu temperatura a tensiunii bază-emitor (sau a tensiunii de deschidere) a tranzistorului**, de multe ori fără să se mai specifice că aceasta se întîmplă la **curent constat de colector**. Rațiunea pentru care se întîmplă acest lucru va apărea evidentă puțin mai tîrziu, cînd vom analiza un circuit real de polarizare.

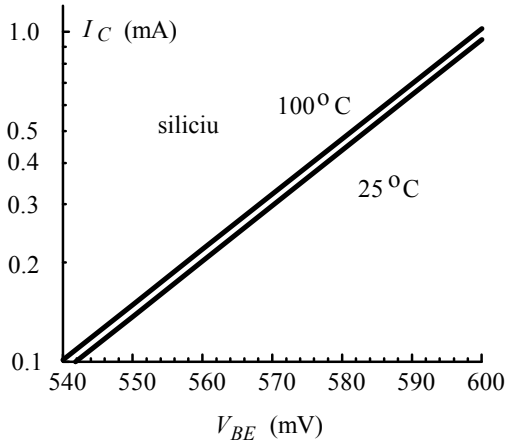


Fig. 8.11. Influența temperaturii asupra caracteristicii de transfer $I_C = f(V_{BE})$.

La curent de colector constant, tensiunea bază emitor scade liniar cu temperatura, aproximativ cu 2 mV pe grad.

Aşa cum se vede în Fig. 8.11, la tensiune bază-emitor constantă, valoarea curentului creşte cu aproximativ 10 % pe grad. Cum această creştere este exponențială,

la V_{BE} = const. curentul de colector se dublează la fiecare creştere cu 8 grade.

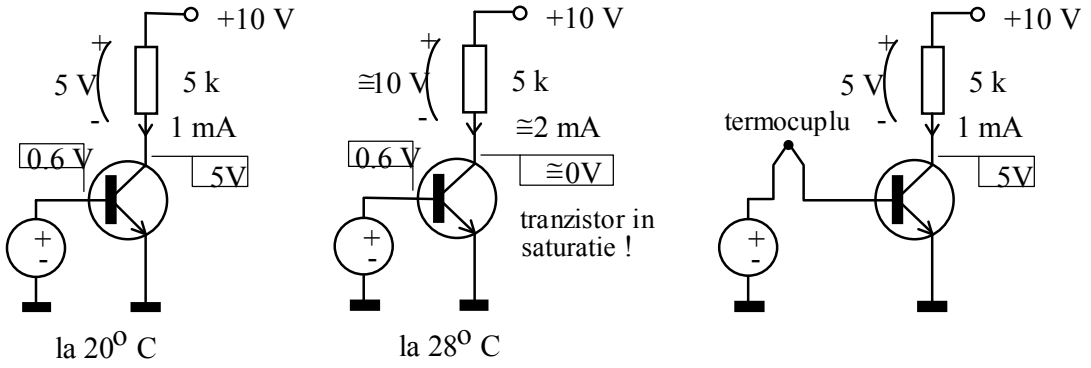


Fig. 8.12. Efectul variației cu temperatura a tensiunii bază-emitor.

Pentru circuitele practice această variație este **inacceptabil de mare**: un amplificator proiectat să funcționeze bine la 20 de grade (Fig. 8.12 a) ar intra în saturație şi ar înceta să mai amplifice la temperatura de 28 de grade ! Concluzia este una singură:

tensiunea bază-emitor nu trebuie menținută constantă;

în cazul particular al schemei din Fig. 8.7, baza nu trebuie polarizată cu o sursă ideală de tensiune, aşa cum am desenat noi acolo, pentru simplitate.

Din acelaşi motiv, un circuit simplu în conexiune emitor-comun nu poate fi utilizat pentru amplificarea tensiunii continue furnizată de un termocuplu (Fig. 8.12 b). Să presupunem că am ajustat cu grijă tensiunea sursei de polarizare din bază astfel încît la o anumită temperatură de referință θ_0 curentul de colector este de 1 mA şi potențialul din colector este de $10\ \text{V} - 1\ \text{mA} \cdot 5\ \text{k}\Omega = 5\ \text{V}$. La o încălzire a termocuplului cu un grad, tensiunea furnizată de acesta creşte cu aproximativ 50μV aşa că ne aşteptăm la o creştere a curentului de colector de $g_m \Delta V_{BE} = \dfrac{1\ \text{mA}}{25\ \text{mV}} \cdot 50\mu\text{V} = 2\mu\text{A}$ care să coboare cu 10 mV potențialul colectorului. Am putea spune că am amplificat de 200 de ori informația de tensiune oferită de termocuplu. Realitatea este însă cu totul alta. }i temperatura tranzistorului se poate modifica, nu numai a termocuplului, iar variația echivalentă a tensiunii V_{BE} pentru o încălzire cu un grad este de - 2 mV, de 40 de ori mai mare decît aceea dată de termocuplu. Cu alte cuvinte, **tranzistorul este un termometru de 40 de ori mai sensibil decît termocuplul**. Din acest motiv, dacă vom observa o scădere a potențialului de colector cu 10 mV nu vom avea de unde să ştim dacă termocuplul s-a înălzit cu un grad sau tranzistorul s-a încălzit cu $1/40 = 0.025\ ^{\text{o}}\text{C}$. În concluzie,

datorită sensibilității sale termice, etajul cu emitor comun nu poate fi utilizat pentru amplificarea tensiunilor continue.

În legătură cu circuitul din Fig. 8.12 b) mai trebuie să scoatem în evidență o dificultate. Chiar dacă printr-un miracol am aranjat ca tranzistorul să nu-şi modifice caracteristica de transfer la variația temperaturii ambiante, mai rămîne problema sursei de tensiune continue cu care polarizăm baza tranzistorului şi a cărei tensiune se adună cu informația de tensiune de la termocuplu. Tensiunea sursei trebuie să aibă o valoare

undeva pe la 600 mV şi această valoare trebuie să se modifice cu mult mai puțin de 50 μV pe grad, altfel ar masca semnalul de la termocuplu. Tensiunea sursei trebuie să aibă, deci, un coeficient de temperatură mult mai mic decît 50 $\mu V/600$ mV pe grad, adică aproxmativ 80 ppm/grad (ppm este prescurtarea pentru "părți pe milion"). Pentru o diodă Zener obişnuită putem conta, în cel mai bun caz, pe un coeficient de temperatură (prescurtat **tempco** în engleză) de ± 300 ppm/grad. Va trebui să utilizăm o **referință de tensiune** integrată de performanță, care are coeficientul de temperatură de cîțiva ppm/grad, evident cu diferența de preț corespunzătoare.

Observație: În loc să discute acest aspect esențial, o mulțime de dascăli de electronică de pe la noi risipesc zadarnic praful de cretă ca să calculeze ***factorul de stabilitate termică*** $S_I = \partial I_C / \partial I_{CB0}$ *şi uitînd să mai calculeze variația relativă a lui* I_C*, care era, de fapt, scopul întregului efort. Deşi jocul cu derivate parțiale e foarte frumos, efectul variației curentului* I_{CB0} *este neglijabil la tranzistoarele cu siliciu (**singurele folosite astăzi**), aşa cum se poate constata din Fig. 8.7 b). Privind la graficele din figurile 8.10 şi 8.9 înțelegem ce efecte termice afectează curentul de colector al acestor tranzistoare: modificarea carcteristicii de transfer* $I_C = f(V_{BE})$ *(aşa numita scădere a tensiunii bază-emitor) şi variația factorului* β*. Alți coeficienți de sensibilitate ar trebui calculați, dar nu trebuie să avem pretenția ca ce predau domniile lor să ne fie uttil; doar țin nişte cursuri aşa de frumoase....*

În căutarea unui circuit de polarizare

Aşa cum ştim, pentru a putea fi utilizat în regiunea activă, un tranzistor bipolar trebuie să fie mai întîi **polarizat** prin stabilirea unui regim de curent continuu cu joncțiunea bază-emitor deschisă. Acest lucru se întîmplă deoarece caracteristica sa de transfer $I_C = f(V_{BE})$ este puternic neliniară, valori utile ale curentului de colector obținîndu-se abia după ce V_{BE} depăşeşte tensiunea de deschidere. Să vedem acum în ce mod putem realiza polarizarea unui tranzistor cu siliciu astfel încît punctul său de funcționare să nu se deplaseze inacceptabil de mult la variația temperaturii. În acelaşi timp, am dori ca intensitatea curentului de colector să fie cît mai insensibilă la modificarea lui β, deoarece acest parametru este foarte împrăştiat tehnologic.

Ca să ştim precis despre ce vorbim, să considerăm o tensiune de alimentare de 10 V şi să polarizăm tranzistorul cu colectorul la jumătatea acestei tensiuni, la un curent de colector $I_C^{(0)}$ de 1 mA. Evident, rezistența din colector va trebui să aibă 5 kΩ. În Fig. 8.13 avem cîteva circuite de polarizare. Pentru cel din desenul a), numit de autorii români "cu olarizare simplă", valoarea curentului de bază se obține din relația

$$V_{alim} - I_B R_B - V_{BE} = 0; \tag{8.13}$$

cum tensiunea bază-emitor este de aproximativ 0.6V, mult mai mică decît tensiunea de alimentare, curentul de bază este aproximativ $I_B \cong V_{alim}/R_B$. De aici putem obține valoarea necesară a rezistenței de polarizare $R_B = \beta^{(0)} V_{alim} / I_C^{(0)} = 2\beta^{(0)} R_C$, unde am notat cu $\beta^{(0)}$ valoarea lui β la temperatura pentru care proiectăm circuitul.

Curentul de bază fiind $I_B \cong V_{alim}/R_B$, **tranzistorul este operat, astfel, la curent de bază practic constant**. Aşa cum am văzut pe graficul din Fig. 8.9 b), curentul de colector este afectat de temperatură prin intermediul factorului β

$$I_C \cong \frac{\beta V_{\text{alim}}}{R_B} = \frac{\beta}{\beta^{(0)}} \frac{V_{\text{alim}}}{2R_C} = I_C^{(0)} \frac{\beta}{\beta^{(0)}} \tag{8.14}$$

valoarea curentului de colector fiind proporțională cu noua valoare a lui β, aşa cum se poate constata şi pe graficul din Fig. 8.14.

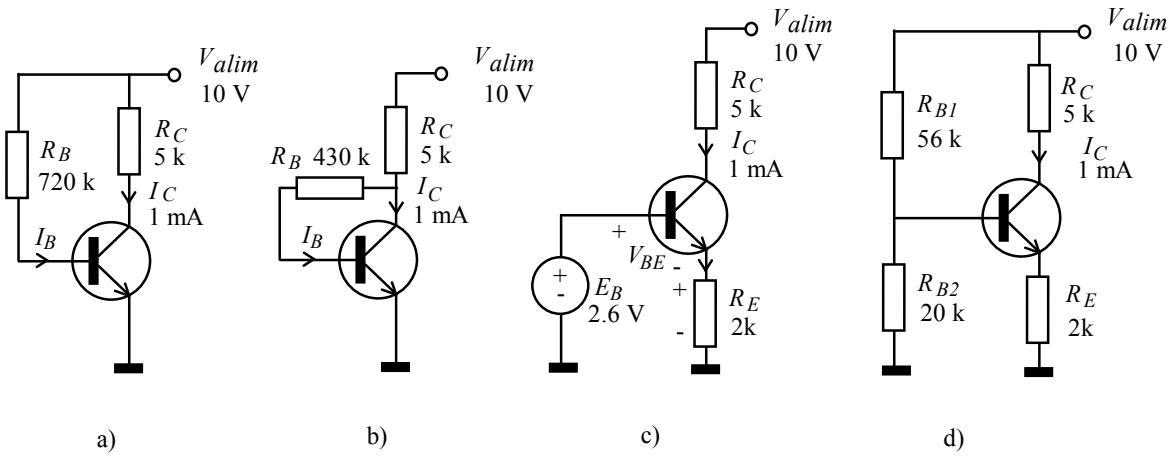


Fig. 8.13. Circuite de polarizare care asigură un curent de colector de 1 mA şi un potențial de 5 V în colector: (a) polarizare fixă, (b) polarizare colector-bază, (c) polarizare cu sursă de tensiune în bază şi rezistență în emitor şi (d) "autopolarizare" (proiectarea a fost efectuată cu $\beta = 100$).

Chiar dacă factorul β nu suferă variații dramatice cu temperatura, nu merită să pieredem timpul cu acest mod de polarizare pentru că la montarea unui tranzistor într-un circuit, în producția de serie, nimeni nu ştie, de exemplu, unde anume este β între 100 şi 250. Acest tip de polarizare trebuie utilizat doar dacă vrem să aruncăm apoi peste jumătate din circuitele realizate; l-am discutat aici numai datorită omniprezenței sale în literatura autohtonă.

O altă variantă de polarizare este cea din desenul b), numită polarizare "colector-bază". Pentru proiectarea circuitului observăm că rezistența R_B este legată acum în colector, deci la jumătate din tensiunea de alimentare. Pentru a obține acelaşi curent de bază ca la primul circuit, valoarea ei trebuie să fie aproximativ de două ori mai mică decît la cazul anterior, deci aproape egală cu $\beta^{(0)} R_C$ (în aproximația $V_{alim}/2 >> V_{BE}$).

Ne interesează acum ce se întîmplă cu valoarea curentului de colector la modificarea temperaturii. Din configuratia circuitului obținem relația

$$V_{alim} - (1+\beta) I_B R_C - I_B R_B - V_{BE} = 0 \tag{8.15}$$

care, cu aproximația de mai sus şi $\beta + 1 \cong \beta$, conduce la

$$I_B \cong \frac{V_{alim}}{\beta R_C + R_B} \cong \frac{V_{alim}}{R_C\left(\beta + \beta^{(0)}\right)} \tag{8.16}$$

De data aceasta, **tranzistorul nu mai este operat la curent de bază constant**; la creşterea factorului β se produce automat o scădere a curentului de bază, scădere care diminuează efectele acestei creşteri asupra curentului de colector. Acest tip de polarizare introduce o **reacție negativă**. Dacă exprimăm curentul de colector, obținem

$$I_C \cong \frac{\beta V_{alim}}{R_C\left(\beta + \beta^{(0)}\right)} \cong 2I_C^{(0)} \frac{\beta}{\beta + \beta^{(0)}} . \qquad (8.17)$$

În Fig. 8.14 am reprezentat dependența $I_C / I_C^{(0)} = f\left(\beta / \beta^{(0)}\right)$ şi pentru polarizarea colector-bază. Se observă îmbunătățirea adusă de polarizarea colector bază: la dublarea factorului β curentul de colector nu se mai dublează ci creşte doar cu 30 %. Circuitul introduce complicații în ceea ce priveşte amplificarea variațiilor, astfel că este rar utilizat.

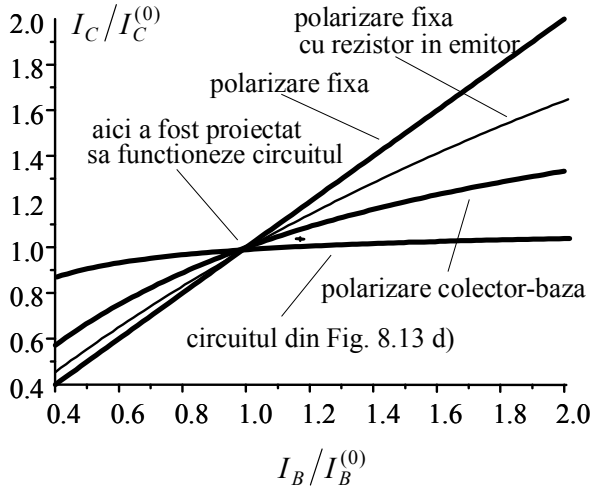


Fig. 8.14. Efectul modificării factorului β asupra curentului de colector pentru polarizare fixă, polarizare colector-bază, polarizare cu divizor rezistiv şi rezistență în emitor (circuitul din Fig. 8.13 d) şi polarizare fixă cu rezistor în emitor.

Să mai trecem odată în revistă graficele din figurile 8.6, 8.9 şi 8.10. La toate am considerat aceeaşi variație de temperatură; cele mai mici modificări ale curentului de colector sunt cele din Fig. 8.6 b), unde **am menținut constant curentul de emitor**, sub 1 % pentru o încălzire de 75° C. Circuitul din Fig. 8.13 c) încearcă să se apropie de această situație. La prima vedere se pare că nu suntem pe calea cea bună, am legat o sursă ideală de tensiune în bază, or ştim că menținînd $V_{BE} = \text{const.}$ rezultatele sunt dezastruoase. A mai apărut, însă, şi o rezistență în emitor, astfel încît putem scrie

$$E_B - V_{BE} - I_C R_E = 0 \qquad (8.18)$$

(am utilizat faptul că $I_C \cong I_E$ deoarece curentul I_{CE0} este neglijabil). Valoarea necesară pentru tensiunea E_B se obține cu suficientă precizie cu relația $E_B \cong 0.6\ \text{V} + I_C^{(0)} R_E$.

Această aproximatie este, însă, insuficientă pentru a calcula variațiile datorate temperaturii. Vom utiliza, pentru acest scop metoda dreptei de sarcină aplicată caracteristicii de transfer $I_C = f(V_{BE})$, ca în Fig. 8.15 a). Putem acum să vedem ce se întîmplă la creşterea temperaturii cu un grad (desenul b). Reprezentăm în detaliu caracteristicile de la cele două temperaturi şi urmărim deplasarea punctului de funcționare din M în N. Dacă admitem să pierdem pe rezistența R_E o tensiune mult mai mare decît 25 mV, dreapta de sarcină va fi foarte puțin înclinată în comparație cu caracteristica de transfer a tranzistorului. Cum distanța pe orizontală între cele două caracteristici este de 2 mV, avem valoarea variației curentului de colector $\Delta I_C \cong 2\ \text{mV} / R_E$.

Dacă dreapta de sarcină nu ar fi "suficient de orizontală", variația curentului de colector ar fi cu siguranță mai mică decît $2\ \text{mV} / R_E$ aşa că această valoare reprezintă **cazul cel mai defavorabil**. Din acest motiv, în analiza stabilității termice la astfel de circuite, **variația curentului de colector** se calculează utilizînd variația lui V_{BE} definită la **curent de colector constant**, o metodă care poate părea paradoxală.

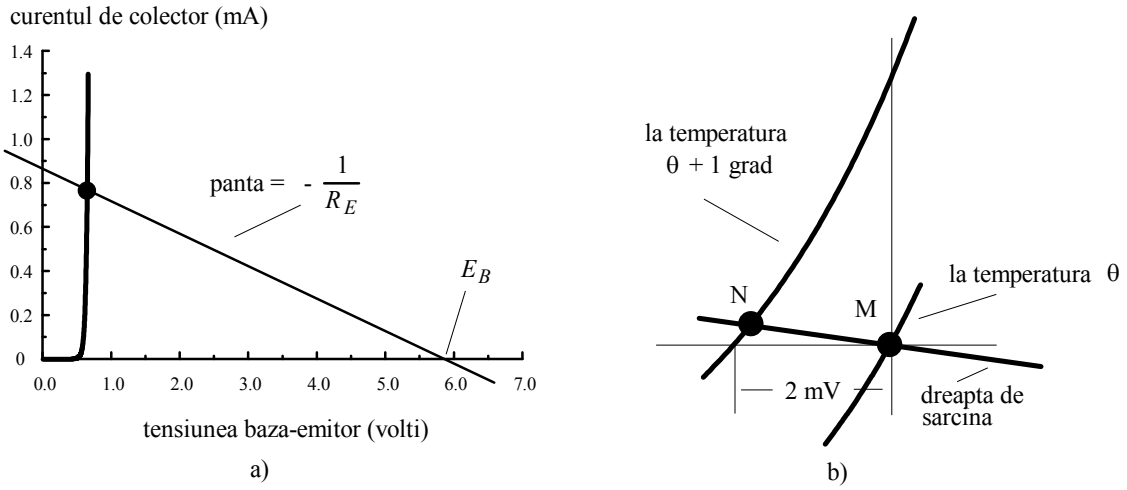


Fig. 8.15. Determinarea grafică a punctului de funcționare pentru circuitul din Fig. 8.13 c) (desenul a) și modificarea acestuia la o încălzire cu un grad (desenul b).

Pentru a vedea ce îmbunătățire aduce acest tip de polarizare, să calculăm variația relativă a curentului de colector la o variație de temperatură $\Delta\theta = 75^{\circ}\mathrm{C}$, dacă acceptăm să pierdem pe rezistența R_E o tensiune $V_{R_E} = 2\ \mathrm{V}$. Tensiunea bază-emitor scade liniar cu temperatura, coborînd în total cu $|\Delta V_{BE}| = 2\ \mathrm{mV/grad} \cdot \Delta\theta = 150\ \mathrm{mV}$. Cum sursa de tensiune păstrează constant potențialul bazei, surplusul de tensiune de 150 mV se va regăsi pe rezistența din emitor, producînd o creştere a curentului de colector dată de legea lui Ohm $\Delta I_C = |\Delta V_{BE}| / R_E$. Pe de altă parte, curentul de colector inițial îndeplinea relația $\Delta I_C = |\Delta V_{BE}| / R_E$, de unde obținem

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{|\Delta V_{BE}|}{V_{R_E}} = \frac{0.15}{2} = 7.5\%. \tag{8.19}$$

O asemenea variație relativă, pentru o încălzire de 75°C, este acceptabilă în majoritatea aplicațiilor.

Putem formula o primă comcluzie în legătură cu circuitul cu rezistență în emitor şi sursă ideală de tensiune în bază:

> Stabilitatea termică este cu atît mai bună cu cît acceptăm să pierdem o tensiune mai mare pe rezistența din emitor; 2 volți asigură o variație a curentului de colector de 1 la mie pe grad.

În practică, în locul sursei de tensiune ideale se utilizează un divizor rezistiv, ca în desenul d) al figurii, variantă numită în literatura de limbă română "autopolarizare". Dacă E_B este tensiunea Thevenin a divizorului iar R_B este rezistența sa echivalentă, în locul ecuației (8.18) avem acum

$$E_B - V_{BE} - I_C R_B/\beta - I_C R_E = 0 \tag{8.20}$$

Prezența termenului ce conține R_B produce acum o oarecare dependență a curentului de colector în raport cu factorul β, nedorită atît pentru stabilitatea termică cît şi pentru predictibilitatea punctului de funcționare (factorul β nu este cunoscut cu precizie pentru fiecare exemplar de tranzistor). Din acest motiv, valorile

rezistenţelor din divizor se aleg atît de mici încît divizorul să funcţioneze practic neîncărcat, astfel încît în expresia $\Delta\ \theta\ =\ 75\ ^{o}\ C$ termenul al doilea să poată fi neglijat

$$R_B \le \frac{\beta R_E}{10}. \tag{8.21}$$

Cu valoarea realistă $R_B = \beta^{(0)} R_E / 10$, dependenţa curentului de colector de factorul β devine

$$I_C = I_C^{(0)} \frac{1.1}{1 + 0.1\beta^{(0)}/\beta}; \tag{8.22}$$

ea este reprezentată în Fig. 8. 14, unde se poate constata cît de insensibil a devenit acum curentul de colector la modificările factorului β: la o dublare a factorului β curentul de colector se modifică doar cu 5 %. |inînd cont de împrăştierea tehnologică a factorului β , această predictibilitatea a punctului de funcţionare este suficientă, tranzistoarele putînd fi montate **fără să li se măsoare individual acest factor**.

Am fi putut încerca introducerea rezistenţei de emitor şi în cazul circuitului cu polarizare simplă. Deoarece tensiunea Thevenin E_B nu mai poate fi acum aleasă, fiind egală cu cea de alimentare, nici valoarea rezistenţei R_B nu mai este parametru liber. Cu valorile numerice considerate, la utilizarea divizorului rezistiv am ales-o să fie $R_B = \beta^{(0)} R_E / 10 = \beta^{(0)} \cdot 200\ \Omega$. În cazul polarizării fixe ea nu poate fi decît $R_B = \beta^{(0)} \cdot 7.4\ \text{k}\Omega$; o asemenea valoare pentru această rezistenţţă creşte sensibilitatea curentului de colector în raport cu factorul β, aşa cum dovedeşte graficul din Fig. 8.14. Putem formula, deci, o a doua concluzie în privinţa polarizării în prezenţa rezistenţei din emitor:

Rezistenţa echivalentă a sursei cu care alimentăm baza trebuie sa fie cît mai mică pentru a face curentul de colector insensibil la variaţiile factorului β; o valoare de $\beta^{(0)} R_E / 10$ este suficientă, producînd o creştere a lui I_C de numai 5 % la o dublare a lui β.

Analiza comparativă a circuitelor de polarizare, în cazul tranzistoarelor cu siliciu (**cele cu germaniu nu se mai utilizează),** a arătat că

cea mai bună stabilitate termică se obţine prin polarizarea bazei de la un divizor rezistiv şi introducerea unei rezistenţe în emitor; tensiunea care cade pe rezistenţa din emitor trebuie să fie în jur de 1-2 V iar rezistenţa echivalentă a divizorului $\le \beta R_E / 10$; acest circuit asigură şi o bună predictibilitate a punctului de funcţionare în condiţiile în care valorile factorului β prezintă o împrăştiere tehnologică mare.

Străpungerea secundară

Deşi ambalarea termică nu mai apare la tranzistoarele de putere cu siliciu, datorită sensibilităţii termice mai mici a curentului de colector, ele sunt în continuare afectate de un fenomem mai subtil, **străpungerea secundară.** Pentru a putea vehicula curenţi mari, tranzistoarele de putere au arii mari şi pot fi privite ca un ansamblu de tranzistoare legate **în paralel**. Dacă toate au aceeaşi temperatură locală, atunci ele îşi împart frăţeşte curentul de colector. La curenţi mari însă, acest echilibru nu mai este păstrat cu acurateţe, unul dintre tranzistoarele "elementare" se încălzeşte mai mult decît celelalte, curentul lui de colector creşte pe seama

scăderii curenților de colector ai celorlalte tranzistoare care se răcesc (puterea disipată pe ele scade) în timp ce tranzistorul ghinionist disipă mai mult, se încălzeşte şi mai mult, curentul lui de colector creşte din nou... Aţi recunoscut fenomenul de ambalarea termică ce are loc, acum, local. Deşi **puterea totală disipată**, **dacă ar fi repartizată uniform,** nu ar conduce la o temperatură periculoasă pentru tranzistor, la depăşirea unei anumite valori a curentului de colector tranzistorul se distruge prin ceea ce se numeşte **străpungere secundară.**

În planul caracteristicilor de ieşire, curba de putere disipată constantă este o hiperbolă $I_C = P_d / V_{CE} = P_d \cdot V_{CE}^{-1}$; pentru ca ea să arate ca o linie dreaptă, se desenează acest grafic în coordonate dublu logaritmice (Fig. 8.16). Astfel, curba de putere disipată constantă devine o dreaptă cu panta de - 1 decadă pe decadă. Pe acest grafic se figurează **regiunea de operare sigură** (**SOA - Safe Operating Area** în lb. engleză). Se observă că străpungerea secundară limitează regiunea de operare sigură mai drastic decît o face puterea disipată maximă la care poate funcționa capsula tranzistorului.

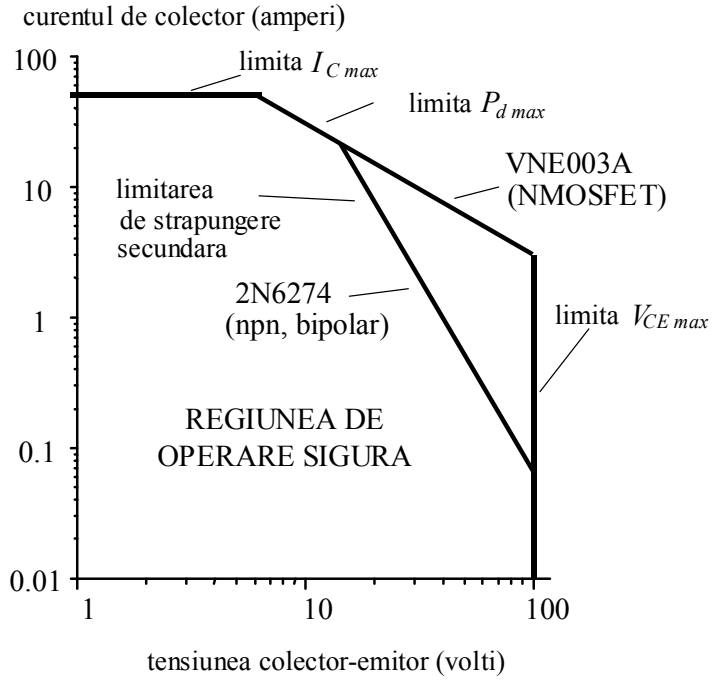


Fig. 8.16. Regiunea de operare sigură pentru un tranzistor bipolar de putere şi pentru unul MOSFET.

D. Tranzistoare cu efect de cîmp

Diferența esențială a acestor dispozitive față de tranzistoarele **bipolare** este aceea că se bazează pe conducția furnizată **numai de purtătorii majoritari**. De aici rezultă şi comportarea lor, total diferită, la modificarea temperaturii. Întrucît cele două tipuri de tranzistoare cu efect de cîmp (JFET şi MOSFET) au proprietăți similare, vom discuta numai cazul tranzistoarelor MOSFET.

La tensiuni drenă-sursă mari (regiunea de sursă de curent comandată $V_{DS} >> V_{GS} - V_T$), caracteristica de transfer a acestor tranzistoare este bine descrisă de relațiile

$$I_D = 0 \quad \text{pentru} \quad V_{GS} < V_T$$
$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \text{ pentru} \quad V_{GS} \geq V_T \tag{8.23}$$

unde I_D este curentul de drenă (Fig. 17 a), V_{GS} tensiunea poartă-sursă iar V_T este tensiunea de prag . Caracteristica depinde de temperatură atît prin intermediul factorului K cît şi prin intermediul tensiunii de prag: factorul K scade cu temperatura, fiind proporţional cu $T^{-3/2}$, pe cînd tensiunea de prag scade aproape liniar cu temperatura, cu $(2 \div 5 \text{ mV})/^{o}\text{C}$.

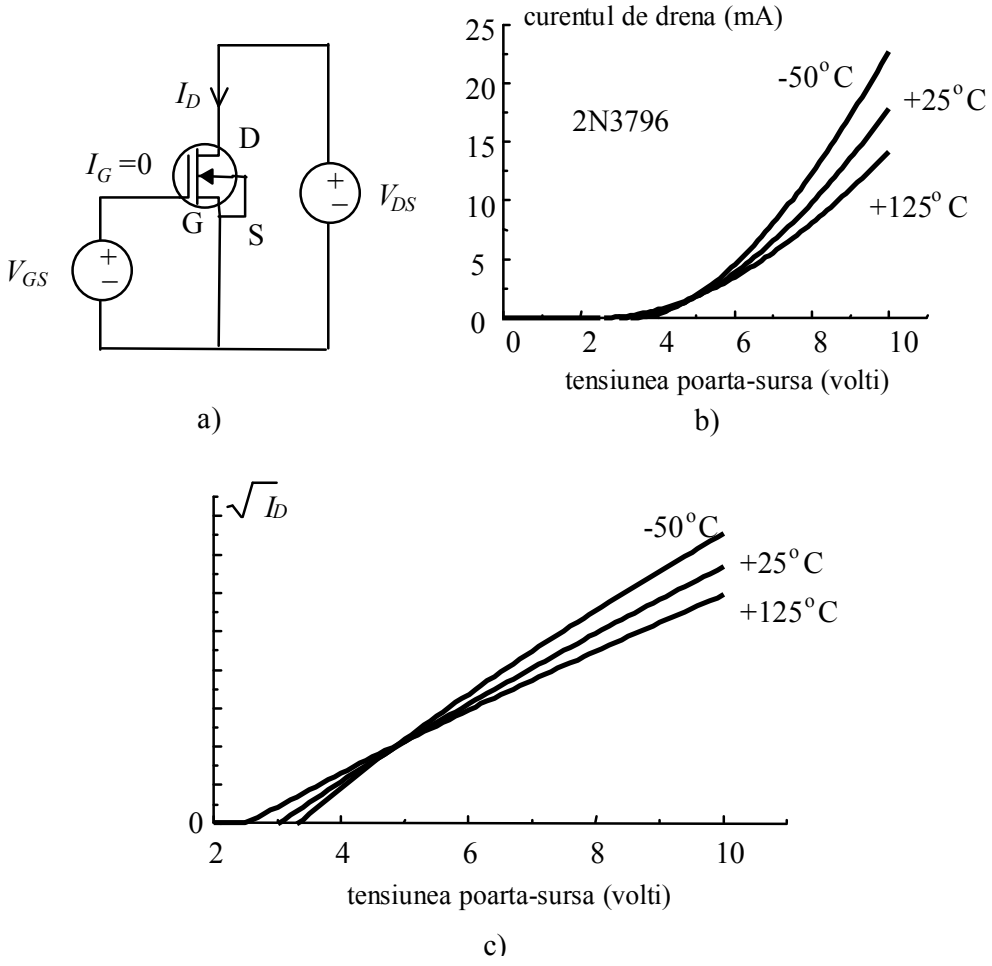


Fig. 8.17. Influenţa temperaturii asupra caracteristicii de transfer la tranzistoarele MOSFET.

Aceste două mecanisme au asupra curentului de drenă efecte contrare, anulîndu-se reciproc la o anumită valoare a tensiunii poartă-sursă, unde curentul de drenă nu mai depinde de temperatură, aşa cum se vede în Fig. 8.17 b). Pentru a vizualiza mai bine fenomenul, în desenul c) al figurii a fost reprezentată rădăcina pătrată din valoarea curentului de drenă.

Putem proiecta, astfel, **circuite foarte puţin sensibile la variaţiile de temperatură, numai prin alegerea adecvată a punctului de funcţionare**. Mai mult, se observă că tocmai la valori mari ale curentului, unde şi disipaţia de putere este mare, curentul de drenă scade la creşterea temperaturii. Din acest motiv,

tranzistoarele cu efect de cîmp nu prezintă fenomenul de ambalare termică. Corespunzător, ele nu intră nici în străpungere secundară, ca tranzistoarele bipolare, şi regiunea de operare sigură, la acelaşi tip de capsulă, este mai mare (vezi Fig. 8.16).

Enunțuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memorați)

-Termistorii sunt elemente de circuit cu două borne (dipoli) a căror rezistență depinde puternic de temperatură; cei la care rezistența scade cu temperatura au coeficientul de temperatură $\frac{\Delta R}{R\Delta T}$ negativ şi sunt numiți în limba engleză "NTC thermistors".

- Pentru aceşti termistori, rezistența scade aproximativ cu 4 % pe grad, înjumătățindu-se la o încălzire de 15-20 grade; sunt utilizați în principal ca senzori de temperatură şi pentru compensarea efectelor influenței temperaturii asupra altor componente electronice.

- În conducție directă la tensiune constantă, curentul diodelor creşte practic exponențial cu temperatura, cu aproximativ 7 % pe grad, dublîndu-se la fiecare variație de 10 grade indiferent de materialul din care sunt realizate (germaniu sau siliciu); dacă se menține curentul constant, tensiunea pe diodă scade liniar cu temperatura cu aproximativ 2 mV pe grad.

- Creşterea puternică cu temperatura a curenților reziduali I_{CB0} şi I_{CE0} poate conduce, la tranzistoarele de putere, la fenomenul de ambalare termică şi produce, în final, distrugerea tranzistoarelor.

-Datorită valorii mari a curenților reziduali I_{CB0} şi I_{CE0}, tranzistoarele cu germaniu nu mai sunt utilizate astăzi.

-Influența temperaturii se manifestă asupra tranzistoarelor cu siliciu preponderent prin modificarea caracteristicii de transfer $I_C = f(V_{BE})$ (creşterea curentului cu 10 % pe grad la $V_{BE} = \text{const.}$ sau, echivalent, scăderea tensiunii bază-emitor cu 2 mV pe grad la $I_C = \text{const.}$) şi prin variația factorului β cu temperatura.

-Cea mai bună stabiltate a punctului de funcționare s-ar obține dacă am păstra constant curentul de emitor; din păcate aceasta ar necesita utilizarea a două surse de alimentare de polarități diferite şi construirea unei surse de curent, soluție cu totul neeconomică.

- Menținerea constantă a tensiunii bază-emitor este cea mai proastă opțiune: curentul de colector se dublează la o încălzire de numai 8 grade.

-Datorită variației tensiunii bază-emitor cu 2 mV pe grad, configurația cu emitor comun nu poate fi utilizată pentru amplificare tensiunilor continue.

- O bună predictibiltate a punctului de funcționare în condițiile în care factorul β are o mare împrăştiere tehnologcă, în acelaşi timp cu o stabilitate termică acceptabilă, se poate obține prin introducerea în circuitul de emitor a unei rezistențe R_E pe care să cadă o tensiune de 1-2 V simultan cu polarizarea bazei cu un divizor rezistiv avînd rezistența echivalentă $\leq (\beta R_E)/10$; în aceste condiții curentul de colector creşte cu 5 % la dularea lui β şi cu 1 la mie la o încălzire de 1^{o}C.

-Tranzistoarele bipolare sunt afectate de fenomenul străpungerii secundare care le limitează regiunea de functionare sigură mai mult decît o face condția de putere disipată maximă.

-Tranzistoarele cu efect de cîmp sunt mult mai puțin sensibile la modificarea temperaturii deoarece conducția este asigurată numai de purtătorii majoritari.

- Peste o anumită valoare a curentului de drenă, acesta scade cu creşterea temperaturii; în consecință, tranzistoarele cu efect de cîmp nu se pot ambala termic.

- Din acelaşi motiv, tranzistoarele cu efect de cîmp nu prezintă fenomenul de străpungere secundară; astfel, tranzistoarele MOSFET de putere sunt de preferat celor bipolare.

Termeni noi

-termistor	dispozitiv cu două borne (dipol) utilizat în circuite datorită dependenţei puternice a rezistenţei sale în funcţie de temperatură;
-coeficient de temperatură (al unei mărimi x)	$\Delta x/(x\Delta T)$, viteza de variaţie cu temperatura a mărimii, viteză normalizată la valoarea mărimii respective;
-1 ppm	o parte la un milion;
-termistor NTC	termistor cu coeficient de temperatură negativ;
-termistor PTC	termistor cu coeficient de temperatură pozitiv;
- ambalare termică	proces care determină creşterea rapidă a temperaturii dispozitivelor semiconductoare datorită reacţiei pozitive termice (creşterea temperaturii determină creşterea curentului care, la rîndul său, conduce la creşterea puterii disipate şi a temperaturii); ambalarea termică poate produce distrugerea dispozitivului;
- stabilitate termică (a punctului de funcţionare)	proprietatea punctului de funcţionare de a nu se modifica la variaţia temperaturii;
-polarizare fixă	legarea bazei tranzistorului, printr-o rezistenţă, la tensiunea de alimentare, emitorul fiind conectat la masă; curentul de bază este menţinut practic constant;
-polarizare colector-bază	legarea bazei tranzistorului, printr-o rezistenţă, la colector, emitorul fiind conectat la masă; sensibiltatea curentului de colector în raport cu factorul β este micşorată;
- autopolarizare	polarizarea bazei prin intermediul unui divizor rezistiv; dacă în emitor este montată o rezistenţa pe care cade o tensiune de 1-2 V iar divizorul este practic neîncărcat, se obţine o stabiltate termică satisfăcătoare a punctului de funcţionare;
- străpungere secundară	fenomen care apare la tranzistoarele bipolare de putere şi care limitează funcţionarea lor mai drastic decît puterea maximă ce poate fi disipată de capsulă; curentul printr-o regiune a secţiunii tranzistorului devine mai mare, temperatura locală creşte, conducînd la un proces de ambalare termică locală deşi puterea totală pe dipozitiv nu a depăşit valoarea maxima admisă;

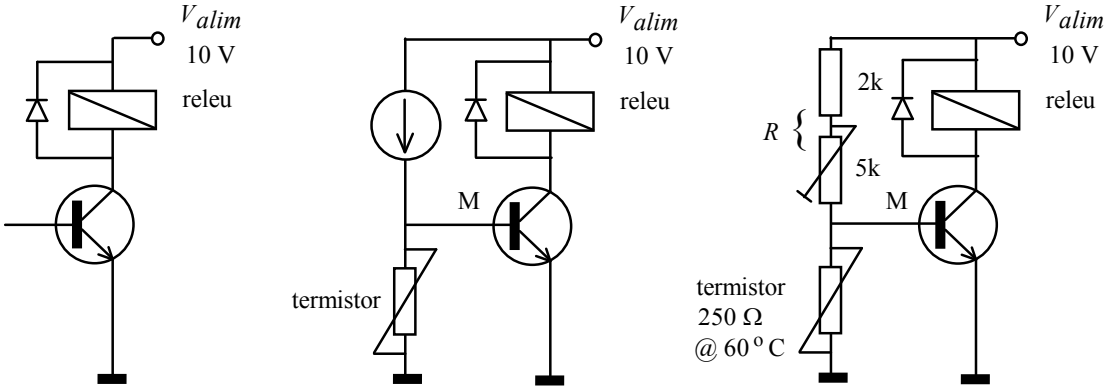
Probleme rezolvate

Problema 1.

Pentru menținerea constantă a temperaturii într-o incintă, la coborîrea temperaturii sub 60^{O}C tranzistorul din Fig. 8.18 a) trebuie să intre în conducție şi să anclanşeze releul electromagnetic montat în colectorul său. Releul se anclanşează sigur la un curent de 20 mA dar acest prag nu este perfect repetabil, putîndu-ne aştepta şi la anclanşări la 10 mA. Ca senzor de temperatură avem de ales între trei termistori NTC care au la 20^{O}C rezistențele de 1kΩ, 10kΩ şi, respectiv, 100 kΩ.

a) Să se proiecteze un circuit de polarizare al tranzistorului care să asigure funcția solicitată.

b) Să se estimeze imprecizia de temperatură provocată de variația pragului de anclanşare al releului.



a) b) c)

Fig. 8.18.

Rezolvare

a) Avem la dispoziție un senzor de temperatură a cărui informație de ieşire este rezistența. Pe de altă parte, tranzistorul poate fi deschis prin controlul **tensiunii** bază-emitor. Va trebui să convertim informația de rezistență într-o informație de tensiune; în plus, această tensiune trebuie să crească la scăderea temperaturii. Cea mai simplă soluție de principiu este trimiterea prin termistor a unui curent constant de la o sursă de curent, ca în Fig. 8.18 b): la scăderea temperaturii rezistența termistorului creşte cu aproximativ 4 % pe grad şi acelaşi lucru îl face şi potențialul în punctul M. Realizarea unei surse de curent implică, însă, utilizarea unui alt tranzistor şi a cîtorva rezistențe, aşa că încercăm o soluție mai simplă, cu un divizor rezistiv (desenul c al figurii). Notînd cu R_T rezistența termistorului, potențialul bazei tranzistorului (punctul M) este

$$V_B = V_{alim}\,\frac{R_T}{R + R_T} \tag{8.24}$$

acesta modificîndu-se la variația cu ΔR_T a rezistenței termistorului cu

$$\Delta V_B \cong V_{alim}\,\frac{R}{(R + R_T)^2}\,\Delta R_T\ . \tag{8.25}$$

Avem de ales termistorul şi valoarea rezistentei R. Cum la 60°C tranzistorul trebuie să fie deschis, potențialul punctului M trebuie să fie de aproximativ 0.6 V. Cu această condiție, din relația (8.24) găsim raportul necesar între rezistența R şi rezistența $R_T^{(60^o)}$ a termistorului

$$\frac{R}{R_T^{(60^o)}} = \frac{V_{alim}}{0.6\ \text{V}} - 1 \cong 16 \tag{8.26}$$

Curentul prin divizor va trebui să fie de cel puțin 10 ori mai mare decîtr curentul de bază. Acesta din urmă e de $20\ \text{mA}/\beta \cong 0.2\ \text{mA}$ (am mizat pe un factor β de cel puțin 100, realist pentru un tranzistor de mică putere). Cu această condiție găsim

$$17 \cdot R_T^{(60^o)} \le \frac{10\ \text{V}}{2\ \text{mA}} \Rightarrow R_T^{(60^o)} \le 290\ \Omega. \tag{8.27}$$

Cunoaştem rezistențele termistorilor la 20°C. Cum rezistența se înjumătățeşte la o încălzire de 15-20 grade, la 60°C rezistența ajunge cam la un sfert din cea de la 20°C. Termistorii vor avea, deci, la 60°C rezstențele de 250 Ω, 2.5 kΩ şi, respectiv, 25 kΩ. Numai primul îndeplineşte condiția (8.27), este cel care are 1 kΩ la 20°C. Din $R_T^{(60^o)} = 250\,\Omega$ rezultă valoarea necesară pentru rezistența R

$$R = 16 \cdot R_T^{(60^o)} \cong 4\ \text{k}\Omega\,.$$

Această estimare este una grosolană pentru că nu avem parametrul B al termistorului; din acest motiv vom monta un rezistor ajustabil de 5 kΩ în serie cu unul fix de 2 kΩ care să permită variația lui R între 2 şi 7 kΩ şi îl vom regla fin astfel încît releul să se anclanşeze la coborîrea sub 60°C.

Observație: am ales termistorul cu rezistența cea mai mică, fiind obligați de valoarea necesară a curentului de colector; aceasta este o soluție proastă din punctul de vedere al autoîncălzirii termistorului dar nu poate fi evitată decît prin introducerea unui alt tranzistor care să crească amplificarea în curent.

b) Pragul de anclanşare este împrăştiat în intervalul 10-20 mA. O dublare a curentului de colector se efectuează, după cum ştim din dependența exponențială $I_C = f(V_{BE})$, la o variație a tensiunii bază-emitor de 18 mV. Imprecizia de anclanşare a releului este echivalentă, deci, cu o imprecizie a potențialului bazei egală cu 18 mV. Pe de altă parte, dacă utilizăm relația (8.25) putem calcula, pentru circuitul proiecat de noi, variația potențialului bazei determinată de o variație de 1°C

$$\Delta V_B = V_{alim} \frac{R}{(R+R_T)^2} \Delta R_T = V_{alim} \frac{RR_T}{(R+R_T)^2} \frac{\Delta R_T}{R_T} =$$
$$= V_{alim} \frac{R/R_T}{(R/R_T+1)^2} \frac{\Delta R_T}{R_T} = 10\ \text{V} \cdot \frac{16}{17^2} \cdot \frac{4}{100} \cong 22\ \text{mV}$$

Imprecizia datorată releului este echivalentă, deci, cu aproape un grad.

Problema 2.

a) Să se modifice circuitul proiectat la problema precedentă (fără introducerea altui tranzistor) astfel încît această imprecizie să fie redusă de cîteva ori; se poate mări, pentru aceasta, tensiunea de alimentare la 15 V.

b) În Fig. 8.19 aveți un circuit care realizează aceeaşi funcție ca cel de la punctul precedent. Încercați să explicați funcționarea sa şi să arătați avantajele aduse.

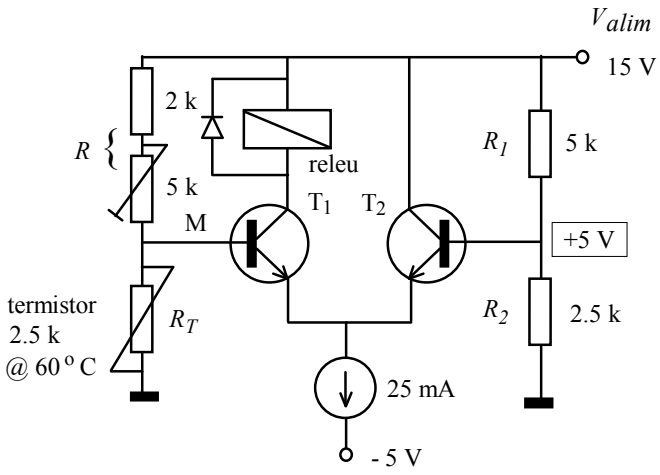


Fig. 8.19.

Rezolvare

a) Asupra impreciziei de 18 mV în tensiunea necesară pentru anclansarea releului nu putem face nimic. Putem îmbunătăți însă sensibilitatea conversiei temperatură-tensiune; conform relației (8.25), aceasta este $\frac{R}{(R+R_T)^2}$ şi ajunge la un maxim dacă $R = R_T^{(60^o)}$. Aceasta înseamnă însă că potențialul punctului M nu va mai fi de 0.6 V ci se va duce pe la jumătatea tensiunii de alimentare. Aceasta este şi ideea de bază, să nu mai comparăm două tensiuni de 0.6 V ci două tensiuni de aproape zece ori mai mari. Pentru aceasta nu vom mai ține potențialul emitorului la masă ci îl vom aduce la 5 V cu o rezistență şi o diodă Zener (ne păstrăm 10 V pentru anclanşarea releului), ca în Fig. 8.20. Rezistența de 1kΩ asigură un curent prin dioda Zener de cel puțin 10 mA, necesar pentru a funcționa ca stabilizatoare de tensiune.

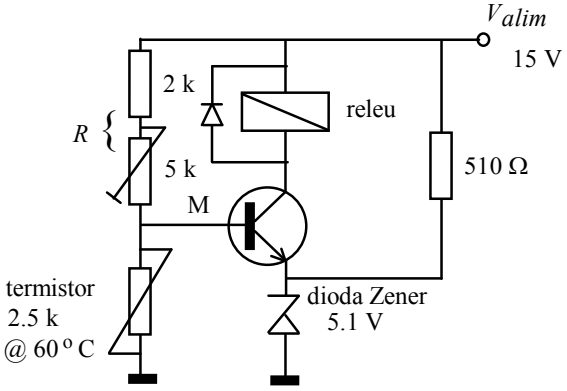


Fig. 8.20.

Pentru deschiderea tranzistorului, este necesar acum ca potențialul bazei să urce la 5.7 V; astfel, raportul între rezistența R şi rezistența $R_T^{(60^o)}$ a termistorului este

$$\frac{R}{R_T^{(60^o)}} = \frac{V_{alim}}{5.7\ \text{V}} - 1 \cong 1.7.$$

În aceste condiții, variația potențialului punctului M la o încălzire de un grad se obține ca

$$\Delta V_M = V_{\text{alim}} \frac{R}{(R+R_T)^2} \Delta R_T =$$

$$= 15\ \text{V} \cdot \frac{1.7}{2.7^2} \cdot \frac{4}{100} \cong 140\ \text{mV}$$

de şase ori mai mare decît în cazul circuitului proiectat la problema precedentă. Astfel, imprecizia de 18 mV datorată releului este echivalentă acum cu numai 0.13 grade.

Modificarea punctului unde se produce comparația determină şi modificarea rezistenței termistorului. Va trebui să alegem acum termistorul care avea 10 kΩ la 20^{o}C. Disipația de putere pe termistor va fi însă mai mare decit în cazul precedent, tensiunea pe termistor crescînd iar curentul rămînînd constant.

b) În circuitul din Fig. 8.19 comparația se efectuează tot între două tensiuni de aproximativ 5 V, divizorul ce conține termistorul fiind de fapt identic cu cel proiectat la punctul a). Cînd potențialele bazelor sunt riguros egale, curenții de colector ai celor două tranzistoare vor fi egali. Creşterea potențialului bazei 1 va determina deschiderea tranzistorului T_1 şi blocarea tranzistorului T_2 deoarece suma curenților de colector rămîne constantă datorită sursei de curent. Astfel, releul va fi anclanşat la creşterea potențialului punctului M, la fel ca la circuitul de la punctul precedent.

Acel circuit avea o dificultate pe care nu am discutat-o, deoarece nu era foarte mare: scăderea cu 2mV pe grad a tensiunii de deschidere a tranzistorului şi, de, asemenea, variația cu temperatura a tensiunii furnizate de dioda Zener (un coeficient de temperatura de 300 ppm/grad produce o variație de 1.5 mV pe grad). Circuitul pe care trebuie să-l analizăm elimină primul inconvenient, deoarece este sensibil la **diferența** între tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor iar aceste tensiuni **scad împreună** cu 2 mV pe grad.

Polarizarea bazei tranzistorului T_2 cu un divizor rezistiv diminuează considerabil şi efectele datorate variației tensiunii de alimentare, deoarece aceste variații, afectează aproape identic potențialele ambelor baze; cum circuitul este sensibil numai la diferența între aceste potențiale, efectele lor se anulează reciproc.

Dacă privim cu atenție schema circuitului, recunoaştem un **circuit în punte** (rezistențele R, R_T, R_1 şi R_2), dezechilibrul punții fiind sesizat de un **etaj diferențial** cu tranzistoare (numit aşa deoarece amplifică practic numai diferența între potențialele intrărilor). Etajul diferențial este atît de important în aplicații încît îi vom dedica, mai tîrziu, un capitol special.

Probleme propuse

P 8.1. La încălzirea de la 20^{O}C la 40^{O}C rezistența unui termistor scade de 2.2 ori. Calculați parametrul B al acestui termistor.

P 8.2. La 25^{O}C, termistorul din problema precedentă are rezistența egală cu 15.3 kΩ. Scrieți expresia rezistenței sale în funcție de temperatură. Care este valoarea rezistenței la 80^{O}C ?

P 8.3. Circuitul din Fig. 8.21 este utilizat pentru măsurarea temperaturii. La 20^{O}C tensiunea pe diodă este de 0.653 V.

a) Cît va fi această tensiune la 80^{O}C ? Indicație: presupuneți curentul constant.

b) Luați în considerație variația calculată a tensiunii pe diodă şi determinați cu cîte procente s-a modificat curentul. Era justificată presupunerea de la punctul precedent ?

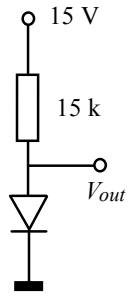


Fig. 8.21.

P 8.4. Avem un termistor care are rezistența de 15 kΩ la 20^{O}C şi vrem să convertim în informație de tensiune variații mici ale temperaturii în jurul valorii de 40^{O}C. Trebuie să realizăm, pentru aceasta, un divizor alimentat de la tensiunea continuă de 10 V, ca în Fig. 8.22.

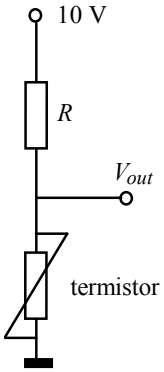


Fig. 8.22.

a) Ce valoare aproximativă a rezistenței va avea termistorul la 40^{O}C ?

b) Cît trebuie să fie valoarea rezistenței R astfel încît sensibilitatea conversiei temperatură-tensiune (în jurul valorii de 40^{O}C) la să fie maximă ?

c) Cît va fi în aceste condiții $\Delta U/\Delta T$ în jurul temperaturii de 40^{O}C ?

d) Cîte cifre trebuie să aibă voltmetrul digital cu care se măsoară tensiunea pentru a se putea pune în evidență o variație de 0.001^{O}C ?

P 8.5.

a) Proiectați sursa de curent din Fig. 8.23 astfel încît să debiteze un curent de 1 mA şi să aibă o stabilitate termică satisfăcătoare (utilizați rezultatele analizei făcute asupra circuitelor de polarizare).

b) Estimați efectul variației cu 10^{O}C asupra curentului furnizat de sursă (luați în considerație numai contribuția modificării tensiunii bază-emitor).

P 8.6. Utilizați proiectarea de la problema precedentă pentru a obține un amplificator cu emitor comun. Pentru aceasta, înlocuiți sarcina cu o rezstență R_C, astfel încît potențialul colectorului să fie 6 V. Cu cît se modifică acest potențial la o încălzire de 8^{O}C ?

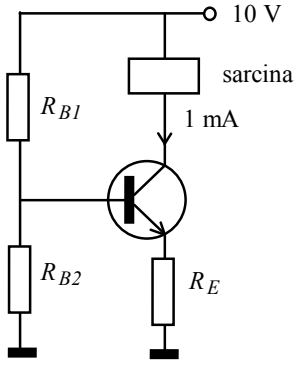
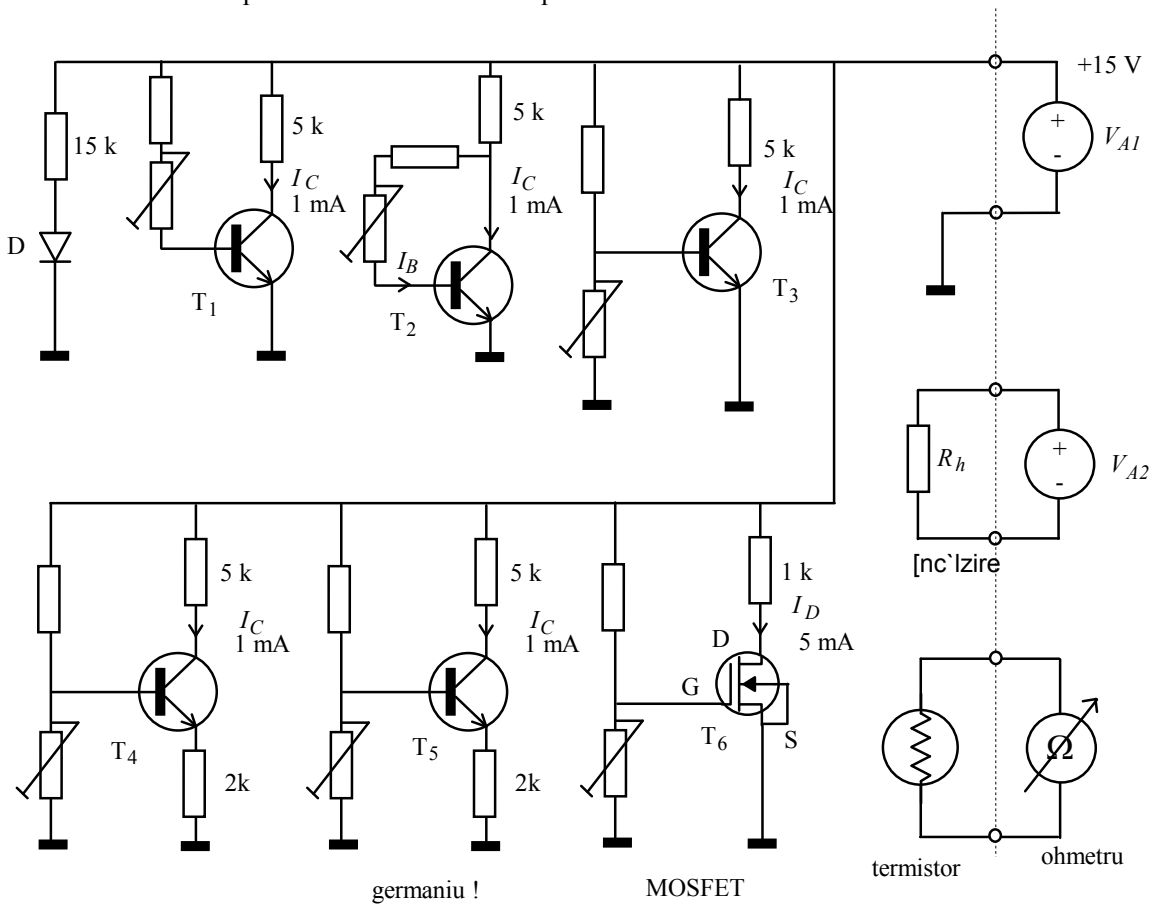


Fig. 8.23.

Lucrare experimentală

Desfăşurarea experimentului

Vom studia deplasarea punctului de funcţionare sub influenţa temperaturii la cîteva circuite cu tranzistoare bipolare şi cu efect de cîmp. Variaţiile de temperatură le vom măsura cu cel mai simplu "termometru electronic", o diodă polarizată direct la curent constant. Pentru că modificarea repetată a temperaturii cere mult timp, vom urmări, în acelaşi experiment, şi variaţia rezistenţei unui termistor, care altfel ar fi necesitat reluarea operatiei de schimbare a temperaturii.



rezisten\a de [nc`lzireR_h, dioda D, termistorul]i toate tranzistoarele sunt [n foarte bun contact termic

Fig. 8. 24.

Aveţi pe planşetă circuitele din Fig. 8.24. Curentul diodei D este practic constant deoarece diferenţa $V_{A1} - V_D$ (care cade pe rezistenţa R_1) se va modifica doar cu 120 mV/15 V = 0.8 % la variaţia de 60° C pe care intenţionăm să o producem. Astfel, tensiunea pe diodă va scădea cu aproximativ 2 mV pe grad, şi ne va permite să estimăm variaţia de temperatură cu o precizie mai bună de 10 %, suficientă pentru scopul nostru.

Tranzistoarele T_1-T_4 sunt din siliciu şi au fost alese să aibă factorii β aproximativ egali. Ele vor fi polarizate iniţial, la temperatua camerei la aceeaşi valoare a curentului de colector $I_C^{(0)} = 1$ mA. Modurile lor de polarizare sunt însă diferite: polarizare fixă, polarizare colector bază, polarizare la $V_{BE} \cong$ const. şi

autopolarizare (cu rezistență în emitor). Valoarea rezistenței din emitor va asigura o cădere de tensiune pe aceasta de 2 V.

Cea mai bună stabilitate termică o va prezenta circuitul de autopolarizare, construit în jurul tranzistorului T_4. Exact în aceeaşi configurație este conectat şi tranzistorul T_5, cu germaniu. El ne va permite să facem o comparație între stabilitatea tranzistoarelor cu germaniu şi a celor cu siliciu. Tot pentru comparație am introdus tranzistorul T_6 de tip MOSFET cu canal indus; pentru el comportarea termică avantajoasă apare la urenți mai mari, aşa că îl vom polariza inițial la un curent de 5 mA.

După ce v-ați desenat pe caiet schemele circuitelor pe care le veți studia, alimentați planşeta de la sursa de alimentare V_{A1} de 15 V şi ajustați fin punctul de funcționare la fiecare tranzistor. Nu veți măsura direct curenții de colector şi, respectiv, drenă (explicați de ce) ci potențialele față de masă ale nodurilor respective. Valorile rezistențelor au fost astfel alese încît de fiecare dată va trebui să obțineți aceeaşi valoare: 10 V. După ce ați terminat de ajustat polarizările, măsurați şi notați-vă tensiunea pe dioda D, care va fi termometrul nostru.

Să nu uităm termistorul Th. Trecem ohmetrul pe scara de 100 kΩ, îl etalonăm dacă este nevoie şi îl conectăm a bornele termistorului. Citim valoarea rezistenței şi o notăm. Aveți multe valori de măsurat, aşa că este bine să vă construiți un tabel ca cel de mai jos.

	Potențialul de colector (sau drenă) al tranzistoarelor (V)						
Tensiunea pe diodă (mV)	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	Rezistența termistorului (Ω)

Legați acum la planşetă şi sursa de alimentare V_{A2} , **după ce ați reglat-o la tensiune nulă**. Ea va încălzi rezistența de putere R_h care este montată în foarte bun contact termic cu dioda D, termistorul şi toate tranzistoarele. Creşteți la 1 V valoarea tensiunii şi urmăriți încălzirea diodei D prin scăderea tensiunii la bornele sale. Cînd scăderea încetează, rezistența de încălzire, dioda şi tranzistoarele au ajuns la un echilibru termic. Măsurați, în aceste condiții, tensiunea pe diodă şi potențialele de colector (drenă) ale tuturor tranzistoarelor. Citiți şi noua valoare a rezistenței termistorului.

Creşteți cu încă un volt tensiunea de încălzire, aşteptați să se realizeze echilibrul termic şi reluați măsurătorile. Repetați procedeul pînă cînd temperatura a crescut cu aproape 60 de grade față de cea inițială (120 mV scădere a tensiunii pe diodă).

Prelucrarea rezultatelor pentru tranzistoare

După ce ați terminat măsurătorile trebuie să interpretați rezultatele. Construim un alt tabel, pentru aceste rezultate.

	Curenții de colector (sau drenă) ai tranzistoarelor (mA)						
$\Delta\theta$ (^{O}C)	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	Rezistența termistorului (Ω)
0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	5.0	

Mai întîi, din valorle tensiunii pe diodă calculați $\Delta\theta = \theta - \theta_{ini}$, ştiind că tensiunea scade cu aproximativ 2 mV pe grad. Apoi, din potențialele de colector şi drenă ale tranzistoarelor determinați valorile curenților

respectivi. Dacă vreunul din circuite a ajuns cumva în saturație, notați asta explicit pentru că în acest caz curentul nu mai este determinat de variația parametrilor tranzistorului.

Desenați apoi, pentru toate tranzistoarele cu siliciu, pe același grafic, dependențele $I_C = f(\Delta\theta)$. Comparați-le și formulați o concluzie în privința stabilității termice ale diferitelor variante de polarizare.

Comparați acum tranzistorul cu germaniu și tranzistorul cu siliciu cu același tip de circuit de polarizare (tranzistoarele T_4 și T_5), desenînd pe același grafic dependențele $I_C = f(\Delta\theta)$. Formulați o concluzie. Adăugați, pe același grafic și dependența $I_D/5\ \text{mA} = f(\Delta\theta)$ obținută pentru tranzistorul MOSFET. Comparați-o cu dependența de la tranzistorul cu siliciu și formulați o concluzie.

Prelucrarea rezultatelor pentru termistor

Vom prelucra acum datele de la termistor. Mai întîi, ca să ne facem o idee asupra modului cum variază rezistența sa, reprezentăm grafic $R = f(\Delta T)$ în coordonate liniare. Cum este dependența rezistenței sale ? Formulați o concluzie.

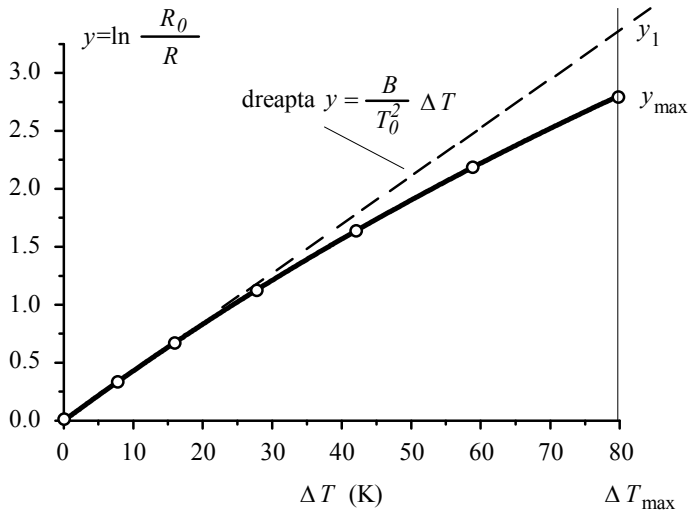
În continuare, încercăm să verificăm dacă el respectă relația teoretică. Dacă la temperatura T_0 (în Kelvin) el are rezistența R_0, atunci dependența $R = f(T)$ se scrie sub forma

$$R = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)} = R_0 e^{-B\left(\frac{\Delta T}{T_0^2(1+\Delta T/T_0}\right)}$$

unde B este o constantă ce caracterizează termistorul. Împărțind la R_0 și logaritmînd, obținem

$$y = \ln R_0/R = \frac{B}{T_0^2}\frac{1}{1+\Delta T/T_0}\Delta T\ .$$

Reprezentăm și noi grafic dependența $y = \ln R_0/R = f(\Delta T)$, R_0 fiind rezistența măsurată la temperatura inițială (ambiantă). Ce formă aproximativă are graficul ? Puteți estima cu cîte procente pe grad scade rezistența termistorului ?

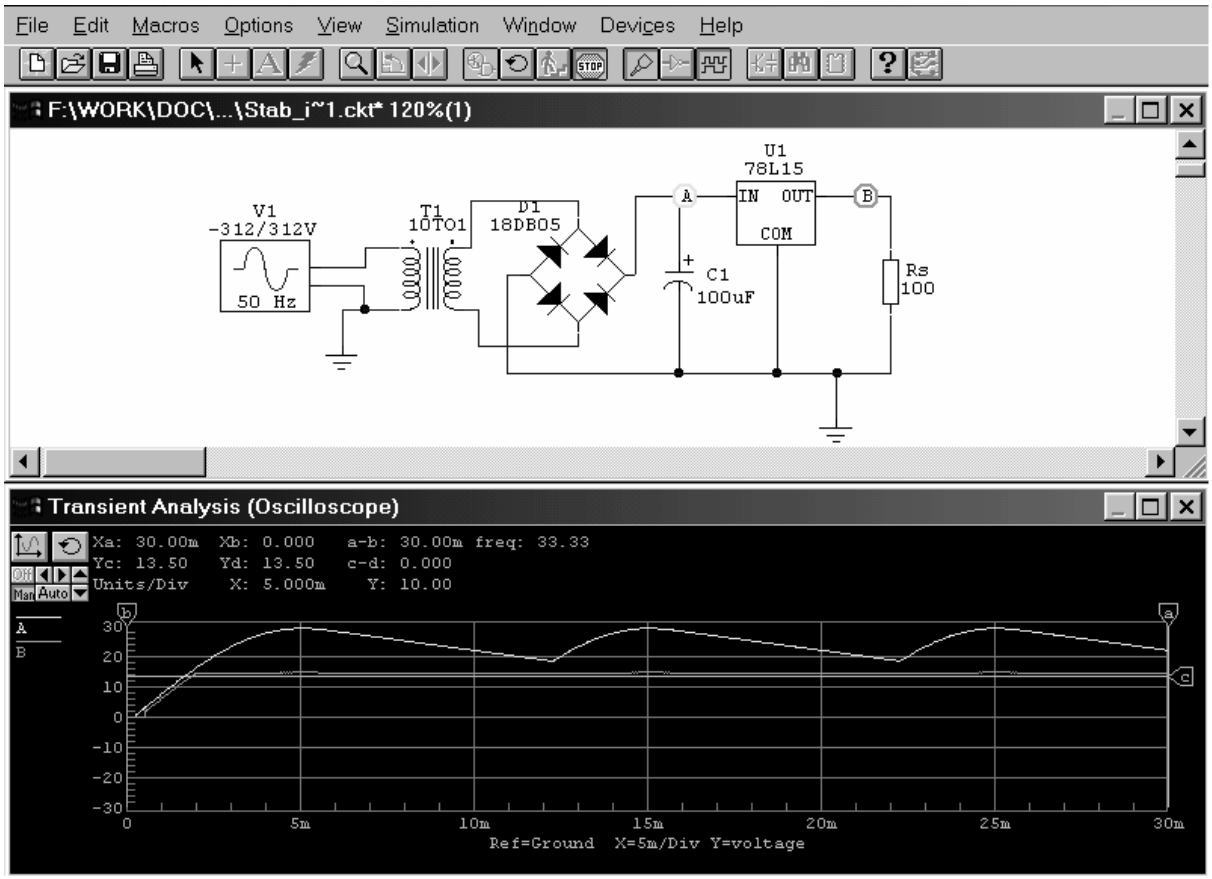


Temperatua inițială era în jur de 300 K așa că pentru variații ΔT nu foarte mari a doua fracție din relația precedentă este practic unitară. Graficul ar trebui să fie, deci, în prima sa porțiune o linie dreaptă cu panta B/T_0^2. "Fităm" o dreaptă printre punctele experimentale la $\Delta T \le 20$ K, îi măsurăm panta și cu $T_0 \cong 300$ K estimăm parametrul B al termistorului.

Putem să obținem direct din grafic informații asupra temperaturii inițiale. Extrapolăm spre dreapta graficului linia dreapta cu care am fitat anterior și măsurăm la ce valoare y_1 ajunge ea la $\Delta T = \Delta T_{\max}$. Pe de altă parte, graficul experimental, care este descris de relația neliniară, va ajunge la o valoare $y_{\max}$ de $1+\Delta T_{\max}/T_0$ ori mai mică. De aici putem să estimăm temperatura inițială T_0

$$T_0 = \Delta T_{\max}\frac{1}{y_1/y_{\max}-1}.$$

Anexe



Anexa 1 Rezistoare, valori nominale şi marcare 288

Anexa 2 Prezentarea grafică a rezultatelor 292

Anexa 3 Programul Circuit Maker 296

Anexa 4 Stabilizatoare de tensiune 304

A. Stabilizatoarele integrate cu tensiune fixă LM78XX 304

B. Stabilizatoarele integrate reglabile LM117 / LM217 / LM317 308

Anexa 1

Rezistoare, valori nominale şi marcare

Clasele de toleranţă şi seriile de valori nominale

Chiar atunci cînd sunt fabricate în condiţii foarte bine controlate, rezistoarele au valoarea împrăştiată într-un anumit interval în jurul valorii nominale. De exemplu, la încercarea de a realiza rezistoare cu valoarea de 100 Ω, rezistenţa măsurată a exemplarelor obţinute este împrăştiată între 80 Ω şi 120 Ω; spunem că aceste rezistoare au valoarea de 100 Ω cu toleranţa de +/- 20 %. Dacă aceasta este precizia cu care putem controla procesul tehnologic, nu are rost să încercăm producerea unei valori nominale de, să zicem, 110 Ω, deoarece această valoare se găseşte în intervalul de toleranţă al valorii nominale de 100 Ω. Cu toleranţa de +/- 20 %, următoarea valoare nominală trebuie să fie la 150 Ω şi ea va avea intervalul de toleranţă între 120 Ω şi 180 Ω. Vom avea nevoie apoi de o valoare nominală la 220 Ω, intervalul de +/- 20 % corespunzător ei fiind între 176 Ω şi 264 Ω. Dacă reprezentăm aceste valori nominale pe o axă, (Fig. A1.1 a) observăm că ele nu sunt echidistante, deoarece intervalul de toleranţă creşte şi el, fiind proporţional cu valoarea nominală. Această secvenţă de valori este însă echidistantă dacă este reprezentată într-o scară logaritmică, ca în Fig. A1.1 b), deoarece într-o asemenea scară intervalul de toleranţă are mereu aceeaşi lungime.

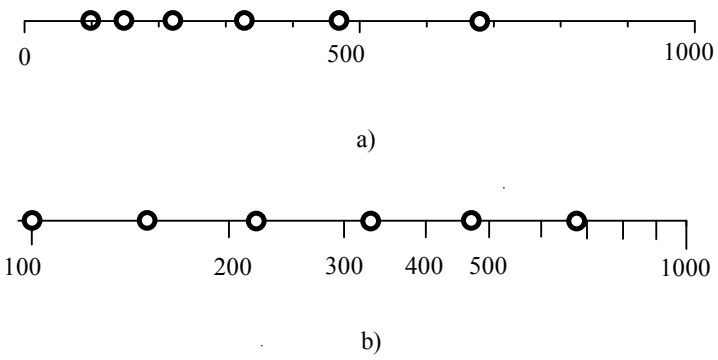


Fig. A1.1.

Standardizarea valorilor nominale a fost făcută de Electronic Industries Association (EIA), care a stabilit, pentru o anumită clasă de toleranţă, **un număr de valori nominale pe decadă**, aproximativ echidistante pe scară logaritmică. Aceste valori fac parte dintr-o **serie**, simbolizată cu litera E urmată de numărul de valori pe decadă. Astfel, seria cu toleranţa +/- 20 % conţine şase valori pe decadă şi este denumită **seria E6**. Valorile ei, pentru decada 1 - 10, sunt date în tabelul următor:

SERIA E6, +/- 20 %

1.0	1.5	2.2	3.3	4.7	6.8

Pentru obţinerea valorilor nominale din celelalte decade, valorile de mai sus se înmulţesc cu puteri ale lui 10; de exemplu, pentru decada 100 Ω - 1kΩ avem valorile 100 Ω, 150 Ω, 220 Ω, 330 Ω, 470 Ω şi 680 Ω. Faptul că pe rezistor este trecută valoarea 470 Ω cu **trei cifre semnificative** nu trebuie să vă facă să credeţi că precizia este de $1/470$, 470 Ω nu este valoarea măsurată ci valoarea centrală a intervalului de toleranţă (valoarea nominală).

Seria E6 este foarte rar utilizată pentru că rezistoarele moderne sunt fabricate cu precizie mai mare. Cea mai utilizată este seria E12 cu toleranţa de +/- 10 %. Ea păstrează valorile nominale ale seriei precedente dar adaugă încă şase valori :

SERIA E12, +/- 10 %

1.0	1.2	1.5	1.8	2.2	2.7	3.3	3.9	4.7	5.6	6.8	8.2

Observaţie: De cele mai multe ori, cînd se referă la toleranţă, electroniştii spun simplu că este 10 % şi nu +/- 10 %. Pentru începători, aceasta poate conduce la confuzii.

Dacă dorim rezistoare cu valori mai puţin împrăştiate, putem utiliza următoarea serie, E24, care are toleranţa de +/- 5 %. Aţi înţeles cum se formează noua serie, între fiecare două valori ale seriei E12 se mai adaugă una.

SERIA E24, +/- 5 %

1.0	1.1	1.2	1.3	1.5	1.6
1.8	2.0	2.2	2.4	2.7	3.0
3.3	3.6	3.9	4.3	4.7	5.1
5.6	6.2	6.8	7.6	8.2	9.1

În situaţii speciale veţi avea nevoie chiar de valori mai precise. Cu toleranţa de +/- 2 % aveţi la dispoziţie seria E48 iar cu toleranţa de +/- 1 % seria E96

SERIA E96, +/- 1 %

1.00	1.02	**1.05**	1.07	**1.10**	1.13	**1.15**	1.18	**1.21**	1.24	**1.27**	1.30
1.33	1.37	**1.40**	1.43	**1.47**	1.50	**1.54**	1.58	**1.62**	1.65	**1.69**	1.74
1.78	1.82	**1.87**	1.91	**1.96**	2.00	**2.05**	2.10	**2.15**	2.21	**2.26**	2.32
2.47	2.43	**2.49**	2.55	**2.61**	2.67	**2.74**	2.80	**2.87**	2.94	**3.01**	3.09
3.16	3.24	**3.32**	3.40	**3.48**	3.57	**3.65**	3.74	**3.83**	3.92	**4.02**	4.12
4.22	4.32	**4.42**	4.53	**4.64**	4.75	**4.87**	4.99	**5.11**	5.23	**5.36**	5.49
5.62	5.76	**5.90**	6.04	**6.19**	6.34	**6.49**	6.65	**6.81**	6.98	**7.15**	7.32
7.50	7.68	**7.87**	8.06	**8.25**	8.45	**8.66**	8.87	**9.09**	9.31	**9.53**	9.76

În tabelul precedent, au fost tipărite cu caractere groase (**bold)** valorile nominale ale seriei E48.

Marcarea valorii şi a toleranţei

Pentru rezistoarele din seria E48 şi următoarele avem nevoie de **trei cifre semnificative** pentru a reprezenta valoarea nominală, în timp ce pentru seriile cu număr mai mic de valori sunt suficiente numai două cifre semnificative. Dacă suprafaţa rezistorului este destul de mare şi, în special, la cele care au terminalele paralele, marcarea se face în clar, scriindu-se valoarea şi toleranţa. Cum delimitatorul zecimal are suprafaţa mică, poate fi uşor şters şi eroarea provocată la citire este mare. Din acest motiv, de multe ori, în locul delimitatorului zecimal se scrie prefixul. Astfel, în loc de 4.7 kΩ se scrie 4k7, în loc de 0.22 MΩ se scrie M22, etc.

Atunci cînd suprafaţa este mică (în special la rezistoarele axiale de mică putere) în locul cifrelor se preferă marcarea cu benzi colorate (patru sau cinci benzi). Numerotarea benzilor începe cu cea care este cea mai apropiată de extremitatea rezistorului.

Pentru marcarea cu cinci benzi (Fig. A1.2), semnificaţia lor este următoarea:

-primele trei benzi reprezintă cifrele semnificative ale valorii

-a patra bandă reprezintă numărul de zerouri care trebuie adăugate pentru a obţine valoarea în Ω

-ultima banda reprezintă clasa de toleranţă.

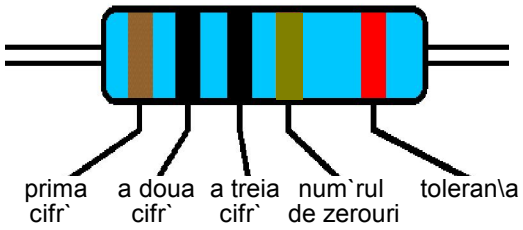


Fig. A1.2.

Primele patru benzi folosesc acelaşi cod al culorilor:

	cifră (număr de zerouri)	factor multiplicativ
negru	0	1
maron	1	10
roşu	2	100
portocaliu	3	1 k
galben	4	10 k
verde	5	100 k
albastru	6	1 M
violet	7	
gri	8	
alb	9	

De exemplu,

configurația galben, violet, verde, maron se citeşte astfel:

4 7 5 la care se adaugă un zerou (maron pe ultima bandă), deci 4750 Ω

iar configurația maron, negru, verde, portocaliu se citeşte:

105 la care se adugă 3 zerouri, rezultînd 105 000 Ω , adică 105 kΩ.

Pentru ultima bandă, care se referă la toleranță, semnificația este următoarea

argintiu	+/- 10 %
auriu	+/- 5 %
roşu	+/- 2 %
maron	+/- 1 %

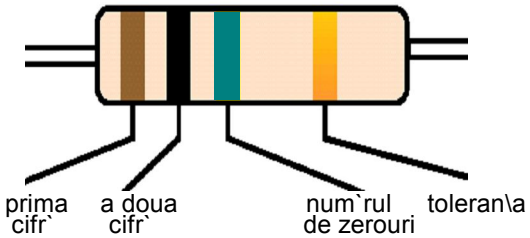


Fig. A1.3.

În cazul seriilor cu toleranță mai mare sau egală cu 5 % nu avem nevoie decît de două cifre semnificative pentru a reprezenta valoarea nominală. Pentru aceste serii se utilizează codificarea cu numai patru benzi (Fig A1). Semnificația lor este similară cu aceea de la codificarea cu cinci benzi, cu deosebirea că valoarea este reprezentată numai de primele două benzi:

-primele două benzi reprezintă cifrele semnificative ale valorii

-a treia bandă reprezintă numărul de zerouri care trebuie adăugate pentru a obține valoarea în Ω

-ultima banda reprezintă clasa de toleranță : auriu +/- 5 %, argintiu +/- 10 %, fără ultima bandă +/- 20 %.

Astfel, un rezistor marcat cu galben, violet, portocaliu, auriu are valoarea 47 000 Ω= 47 kΩ cu toleranța de +/- 5 %.

Puterea nominală

Cînd la bornele rezistorului există o tensiune electrică U, pe el se disipă prin efect Joule o putere egală cu U_2/R; rezultatul este încălzirea rezistorului pînă la o temperatură de echilibru la care spre mediul ambiant se transimite o putere egală cu cea disipată. Cu cît puterea disipată e mai mare, cu atît temperatura de echilibru este mai ridicată. Încălzirea mediului ambiant provoacă, de asemenea, creşterea temperaturii de echilibru. Astfel, pentru ca rezistorul să nu ajungă la o temperatură la care să se distrugă, puterea disipată pe el trebuie menținută sub o anumită valoare. **Puterea nominală** reprezintă puterea disipată ce nu trebuie depăşită cînd temperatura mediului ambiant este cea specificată în foaia de catalog (uzual în jur de 70^{o}C). Puterea nominală este în legătură cu dimensiunile rezistorului (Fig. A1.4). Pentru rezistoarele de putere mai mare ea este marcată în clar, dar pentru rezistoarele de pînă la 1 W inclusiv puterea nominală se identifică după tipul capsulei sau codul produsului (stabilit de fabricant).

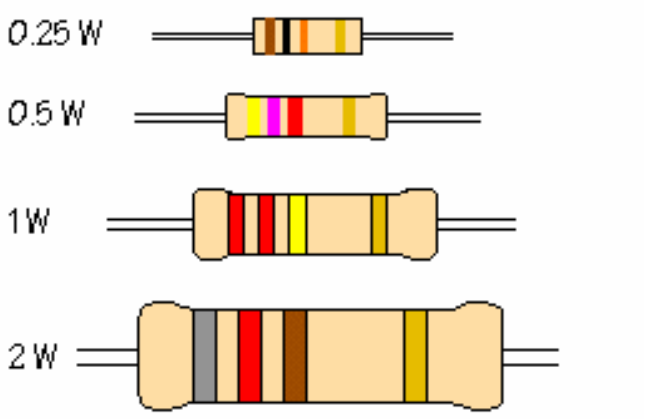


Fig. A1.4.

Tipuri constructive

Pentru aplicații de uz general se pot utiliza rezistoarele din peliculă de carbon care sunt disponibile la puteri nominale de 0.125 W, 0.250 W, 0.5 W şi chiar pînă la 1-2 W. În general, gamele de toleranță disponibile sunt +/- 5 % şi +/- 10 %. Coeficientul de temperatură este modest, în jur de 10^{-3} pe grad (1000 ppm pe grad).

Cînd aveți nevoie de rezistoare precise şi stabile, trebuie să alegeți rezistoare cu peliculă metalică. Acestea sunt disponibile şi în clase de toleranță foarte strînsă (de exemplu, +/- 0.25 %) dar, probabil, nişte rezistoare în +/- 1 % vă vor fi suficiente. Stabilitatea termică a acestor rezistoare este mult mai bună decît a celor cu peliculă de carbon, coeficientul lor termic ajungînd la cîteva zeci de ppm pe grad.

Dacă rezistorul trebuie să disipe o putere peste 1 W este bine să alegeți unul bobinat, acoperit cu un ciment de protecție.

Anexa 2

Prezentarea grafică a rezultatelor

Modul în care o mărime y se modifică atunci cînd se variază valoarea alteia, x, se poate reprezenta foarte sugestiv sub forma unui grafic. Avantajul reprezentării grafice este că permite obţinerea rapidă şi comodă a informaţiilor relevante: gamele de valori în care au evoluat cele două mărimi, sensul variaţiei lui y la creşterea mărimii x considerată "argument", prezenţa unor puncte locale de minim sau maxim, eventuala "saturaţie" a lui y în raport cu x şi , uneori, chiar expresia matematică aproximativă a dependenţei celor două mărimi. Din acest motiv, **figurile** sunt, alături de rezumat (abstract) elementele urmărite la prima citire a unui articol ştiinţific.

Un grafic ce reprezintă rezultatele unui experiment este realizat, deci, pentru a permite celui care îl priveşte să extragă maximum de informaţie cu minimum de efort. Graficul nu trebuie să vorbească, astfel, despre efortul celui care l-a realizat, eventualele linii ajutătoare trebuie să dispară la fel cum schelele sunt îndepărtate la finalizarea unei construcţii.

Deşi azi există programe de calculator performante şi prietenoase pentru trasarea graficelor şi prelucrarea primară a datelor (noi vă sfătuim să utilizaţi Microcal Origin produs de Microcal Software Inc.), pentru stăpînirea deprinderilor de bază este obligatorie, la început, **trasarea manuală a graficelor.** Dacă nu veţi învăţa, în acest mod, să alegeţi bine intervalele pentru mărimile reprezentate şi să marcaţi corespunzător axele, atunci cînd veţi începe să le realizaţi cu calculatorul nu veţi putea să stabiliţi adecvat setările programului. În nici un caz programul nu va ghici ce veţi dori dumneavoastră să scoateţi în evidenţă în graficul respectiv.

Pentru desenarea manuală a graficului trebuie să aveţi la îndemînă hîrtie caroiată la 0.5 mm (de matematică) sau cu hîrtie milimetrică (pentru reprezentările cu precizie mai bună, ajungînd la 1 %). Cum de multe ori reprezentarea grafică va fi făcută chiar la terminarea experimentului, pentru a decide dacă rezultatele sunt suficiente, cel mai bine este să aveţi un caiet de laborator cu hîrtie caroiată la 0.5 mm. Veţi greşi cu siguranţă, aşa că înarmaţi-vă neapărat cu un creion şi cu o gumă.

Cele mai frecvent utilizate reprezentări grafice sunt în scară liniară (lin-lin în jargonul ştiinţific). În acest caz, distanţele pe axă sunt **proporţionale** cu variaţiile corespunzătoare ale mărimii respective. Primul pas în construirea unui grafic este stabilirea **intervalelor ce vor fi reprezentate** pe fiecare din axe. Acestea se aleg în strînsă legătură cu **proiectarea experimentului**, cînd stabilim între ce limite vom modifica mărimile fizice studiate. La familiarizarea cu un fenomen este bine să exploraţi **întregul domeniu admis pentru aceste mărimî** şi **să alegeţi o formă de reprezentare liniară**, care vă oferă o idee despre raporturile dintre diferitele valori. Cele mai multe dintre experimentele din acest volum se referă la **caracteristici statice curent-tensiune**. **Începeţi întodeauna măsurătorile de la valoarea nulă a mărimii independente**. Limitele superioare ale intervalelor reprezentate trebuie să fie numere "rotunde"; chiar dacă aveţi, de exemplu, date numai de la 0 pînă la 8.43 mA, reprezentaţi intervalul 0 - 9 mA sau, şi mai bine, 0 - 10 mA. Nu fiţi prea economi cu hîrtia, dacă punctele experimentale acoperă doar trei sferturi din intervalul ales graficul arată încă bine.

Odată alese intervalele ce trebuie reprezentate, va trebui să decidem lungimea geometrică pe care o vor ocupa pe grafic. Mai întîi, decideţi unitaţile de măsură pe care le veţi utiliza. Folosiţi cu precădere prefixele (micro, mili, kilo, etc.) astfel încît numerele care reprezintă valorile să nu fie prea mari sau prea mici. De exemplu, pentru 0.65 V puteţi opta pentru această reprezentare sau una în mV, 650 mV; prima are avntajul unui număr mai mic de cifre. Evitaţi, pe cît posibil, reprezentări de tipul $0.5\cdot10^{-2}$ V, amintiţi-vă că cei care lucrează în laborator intră în interacţiune cu oameni de pregătiri diferite; imaginaţi-vă reacţia unui vînzător cînd îi cereţi o "rezistenţă de $2.2\cdot10^{5}$ Ω". Cum veţi lucra pe hîrtie cu caroiaj la 5 mm sau pe hîrtie

milimetrică, ideea de bază este ca o asemenea diviziune să reprezinte un număr convenabil de unitaţi (rotund şi într-o relaţie simplă cu o putere a lui 10), ca 1 mV, 50 mA, dar **în nici un caz 2.2 V**.

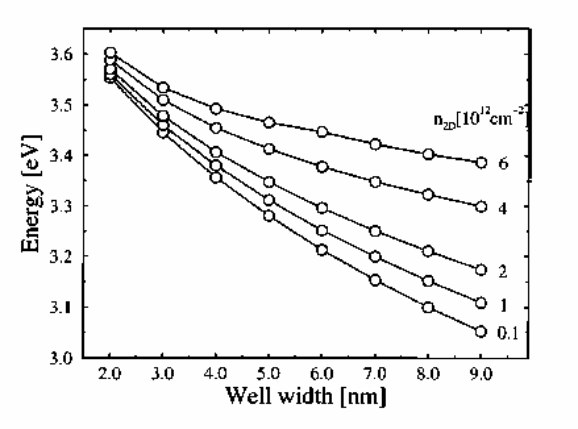
Înainte de a face gradarea axelor, este bine să le notăm vizibil semnificaţia. Pe fiecare dintre ele trebuie să apară clar **mărimea reprezentată şi unitatea de măsură**. Este indicat ca numele mărimii să fie complet şi neambiguu, evitîndu-se prescurtările; scrieţi, deci, "tensiunea bază-emitor" şi nu V_{BE}. Numai cînd nu există nici un pericol de confuzie (ca, de exemplu, la caracteristica statică a unei diode) puteţi să vă mulţumiţi cu notaţia U şi I. După denumirea mărimii trebuie trecută obligatoriu unitatea de măsură. Nu vă bazaţi pe faptul că "toată lumea ştie că în SI unitatea pentru tensiune este voltul", utilizarea multiplilor şi submultiplilor este generală. Unitatea de măsură trebuie scrisă într-o paranteză (rotundă sau pătrată) deoarece este factor multiplicativ, cu el trebuie înmulţite numerele de pe axe pentru a afla valorea mărimii în punctul respectiv. Astfel, pe axa marcată "curentul de colector îmAş " acolo unde scrie 0.15 aveţi egalitatea
curentul de colector = $0.15 \cdot \mathrm{mA}$. Evitaţi celălalt mod de a separa unitatea de măsură (prin virgulă) deoarece nu sugerează operaţia matematică necesară pentru aflarea valorii mărimii respective.

Cu acestea, puteţi trece la gradarea axelor. Începeţi cu valorile extreme ale intervalelor reprezentate; dacă ambele axe încep de la 0, nu faceţi economie de efort, 0 mA este cu totul altceva decît 0 mV. Verificaţi, încă o dată că aţi ales o scară convenabilă şi **gradaţi intervalele** de pe axe. Folosiţi atît linii lungi (diviziunile principale) cît şi (dacă este nevoie) linii mai scurte pentru subdiviziuni. Dacă nu vă hotărîţi cum să alegeţi diviziunile, privţi la o riglă gradată în cm şi mm; ea reprezintă un exemplu foarte bun pentru că a fost făcută aşa **ca să fie utilă**. Cum sunteţi pe o scară liniară, **diviziunile trebuie să fie echidistante**, nu omiteţi nici una, nici dumneavoastră nu v-ar plăcea ca pe autostradă să lipsească cîte o bornă kilometrică. După acestea, scrieţi **etichetele** cu valorile diviziunilor principale. Numărul lor nu trebuie să fie nici prea mic (orientarea pe axă se face mai greu) nici prea mare pentru că aglomerează inutil spaţiul vizual. Pentru un grafic de dimensiuni normale, un număr de 4 - 10 etichete este rezonabil.

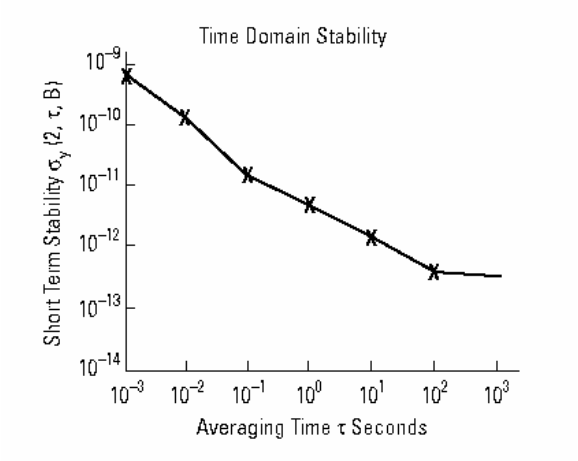
Puteţi începe acum să reprezentaţi rezultatele măsurătorilor (punctele experimentale). La început desenaţi cîte un punct sau o cruciuliţă în punctele avînd coordonatele corespunzătoare. **Nu scrieţi pe axe valorile acestor puncte,** ar complica inutil desenul şi, oricum, aceste date se găsesc în tabelele cu rezultate. Dacă nu puteţi desena punctul decît ducînd linii ajutătoare paralele cu axele, **ştergeţi neapărat aceste linii** după ce aţi stabilit poziţia punctului experimental. Cînd aveţi de reprezentat mai multe grafice pe acelaşi sistem de axe şi există pericolul confuziei între grupurile de puncte, utilizaţi semne diferite ca ⊙ ⊡ ×, etc..

În sfîrşit, dacă este nevoie, duceţi o linie printre aceste puncte experimentale. Esenţial este ca aceste puncte **să rămînă vizibile** şi după trasarea acestei linii. Cînd avem multe puncte experimentale şi măsurătorile sunt afectate de erori rezonabile, este uşor să descoperim pe unde trebuie să treacă această linie. De multe ori cînd numărul de puncte experimentale este mic, va trebui să ştim din alte surse forma dependenţei pentru a încerca "fitarea" punctelor cu o linie continuă.

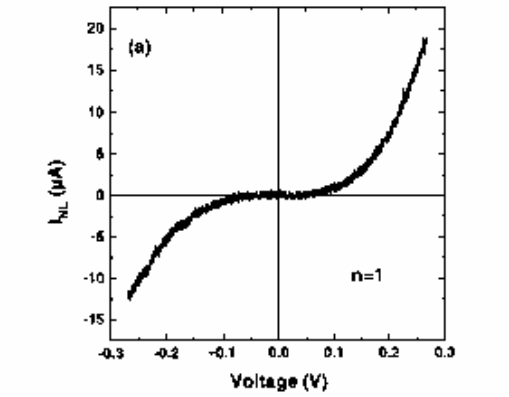
Graficele din Fig. A2.1 au fost reproduse după reviste ştiinţifice (ca Physical Revue, Review of Scientific Instruments, Phys. Stat. Sol.) şi după o notă de aplicaţii de la Hewlett Packard şi reprezintă exemple bune din care vă puteţi inspira. La cele din desenele c) şi d) , achiziţia datelor a fost făcută automat,; din acest motiv numărul de puncte experimentale este atît de mare încît nu a mai fost necesară trasarea unei linii continue printre ele.



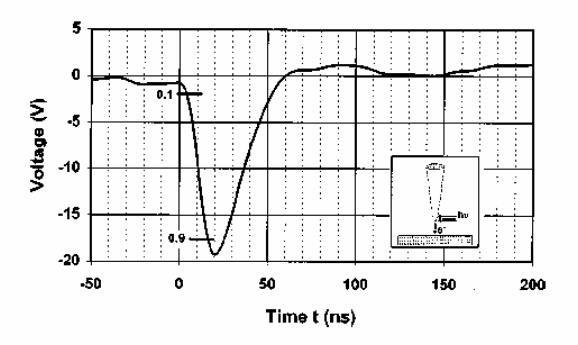
a)



b)



c)



d)

Fig. A2.1.

Atunci cînd evoluția unei mărimi trebuie urmărită, cu precizie relativă aproximativ constantă, pe un interval foarte extins, este indicată utilizarea unei scale logaritmice. Nu folosiți niciodată aberații matematice de tipul $\ln(I)$, chiar dacă le întîlniți frecvent prin unele texte. Nu puteți aplica operația de logaritmare decît unui număr adimensional. Ați putea să reprezentați $\ln(I/1\ \mathrm{mA})$ dar orientarea pe axă este greoaie. Soluția general utilizată în zilele noastre este aceea din Fig. A2.2, unde ambele axe sunt logaritmice (reprezentare log-log) : marcarea axelor se face **neechidistant** chiar cu valorile mărimii respective. Intervalul de multiplicare cu 10 se numeşte decadă şi are, pe a axă în scară logaritmică, aceeaşi lungime, orideunde ar începe. Cum acest lucru se recunoaşte foarte uşor, **caracterul logaritmic nici nu se mai arată explicit.**

Obseervație: Valoarea 0 nu apare niciodată pe o scară logaritmică, așa că nu o căutați în zadar; poziția ei este la $-\infty$.

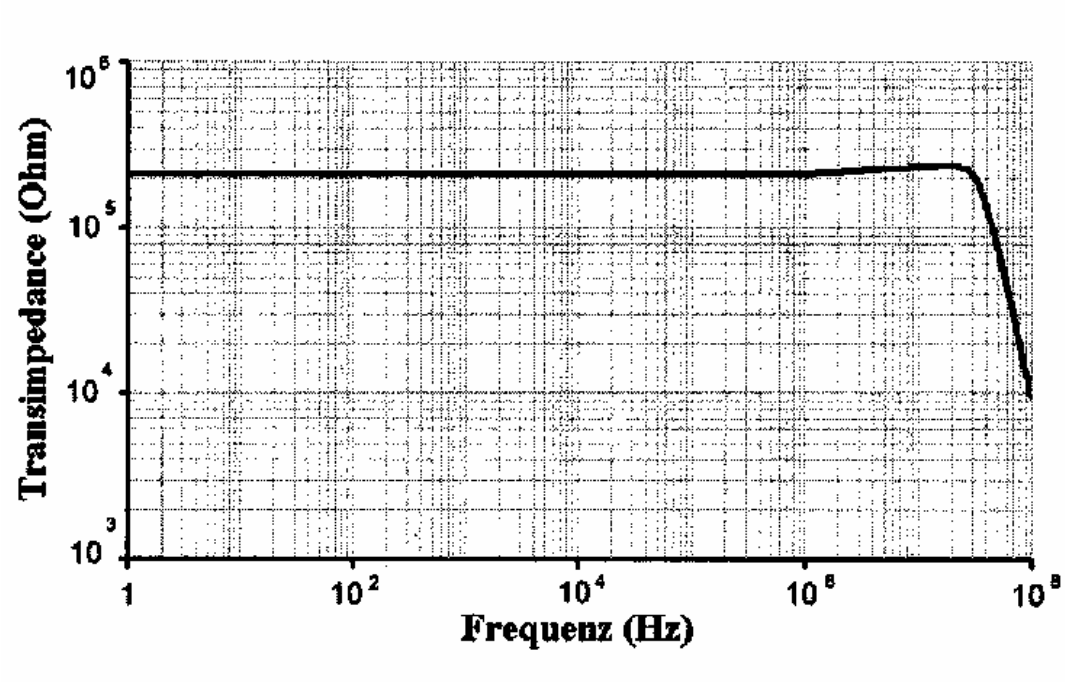


Fig. A2.2.

Pe o axă, decadele 1 -10, 10 -100, etc., au exact aceeaşi poziţie a subdiviziunilor. Dacă lungimea geometrică (pe axă) a unei decade o notăm cu L_0, poziţiile acestor subdiviziuni sunt proporţionale cu logaritmul zecimal şi sunt date în Fig. A2.3. Cu o aproximaţie nu foarte proastă, subdiviziunile 2 şi 5 împart decada în părţi egale (distanţa dintre 2 şi 5 este un pic mai mare). Puteţi realiza, astfel, foarte rapid o scară logarimică şi, de asemenea, ştiţi pe unde ar trebui să fie punctele experimentale ca să apară echidistante: în secvenţa 1; 2, 5; 10; 20; 50;, etc..

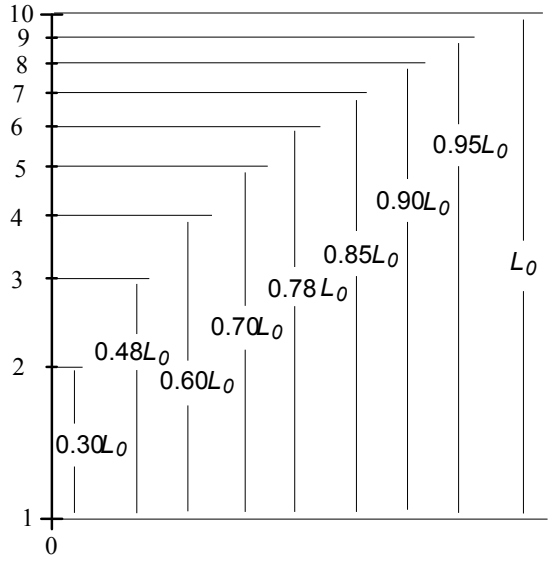


Fig. A2.3.

Anexa 3

Programul Circuit Maker

Prezentăm aici programul CircuitMaker Student Version, oferit de MicroCode Engineering., pe care îl puteţi utiliza gratuit **legal** pe calculatorul dumneavoastră de acasă. El va înlocui masa de lucru, placa de test, pistolul de lipit şi aparatura de măsură, permiţîndu-vă să efectuaţi o mulţime de **experimente virtuale**, fără să aveţi nevoie de vreo componentă electronică. Acest program poate fi găsit la www. microcode.com.

După rularea programului de instalare, pe hard disk va apare un director, **Cm60s**, cu subdirectoarele Models şi Circuits. Primul conţine biblioteca de dispozitive electronice a programului şi acolo nu veţi interveni niciodată; e bine să-i setaţi atributele Read-only, Archive şi, poate, chiar Hidden. Directorul Circuits conţine o serie de fişiere cu extensia **ckt**, reprezentînd exemple de utilizare a programului; pentru a le proteja vă sfătuim să le selectaţi pe toate şi să le puneţi atributele menţionate mai sus. În acelaşi director Circuits, creaţi un subdirector nou, să zicem Work, unde veţi salva experimentele efectuate de dumneavoastră. Astfel, veţi putea avea acces comod atît la exemplele care vin cu programul cît şi la fişierele pe care le-aţi salvat.

Ne propunem aici familiarizarea cu programul, prin efectuarea cîtorva experimente simple. Puteţi apoi să progresaţi rapid, deoarece programul este însoţit fişiere Help destul de consistente. Deocamdată să lansăm programul şi să privim fereastra lui principală. În afara meniului şi a barei de butoane

(care dublează o serie de opţiuni ale meniului mai frecvent folosite) avem o fereastră secundară care va conţine **schema circuitului**. Bara ei de titlu conţine calea şi numele fişierului din care a fost încărcat, sau unde a fost salvat, proiectul dumneavoastră. Iniţial aveţi un proiect care nu conţine nimic, numit Untitled.ckt.

Amplasarea componentelor

Înainte de a începe să construim circuitul, să maximalizăm fereastra sa şi învăţăm cea mai utilizată comandă: **Undo**. Dacă aţi făcut în circuit o deplasare a componentelor sau a firelor de legătură care nu vă convine, tastaţi Ctrl+Z (pentru cei cu prea puţină experienţă în utilizarea calculatorului, asta înseamnă că se apasă **mai întîi** tasta Control şi**, ţinînd-o apăsată**, se apasă şi tasta Z) şi circuitul va reveni la forma anterioară ultimei modificări**.** Cînd aţi uitat această comandă scurtă (short-key), utilizaţi meniul Edit, opţiunea Undo. Aceeaşi comandă poate fi utilizată şi după ce aţi îndepărtat (cu Delete) un fir sau o componentă.

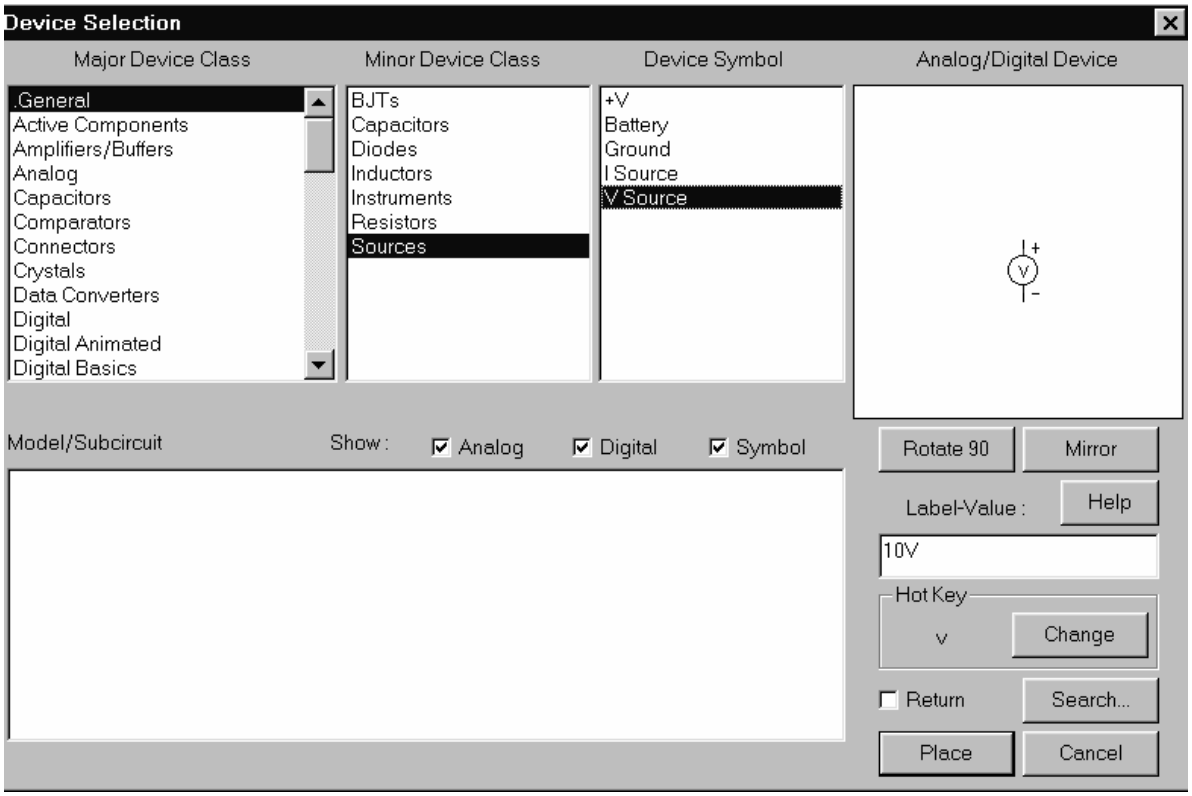
Instrumentul principal de lucru este mouse-ul care deplasează pe ecran cursorul. Acesta poate avea mai multe forme, după funcţia pe care este pregătit să o îndeplinească. Alegerea acestei funcţii se face cu al doilea grup de patru butoane plus primul buton din grupul al treilea. Cea mai utilizată funcţie este aceea de **selecţie**, cînd cursorul are forma unei săgeţi; vom avea nevoie de ea pentru deplasarea, ştergerea şi copierea componentelor schemei. Selectarea ei se face cu butonul , din meniul Options - Cursor Tools, sau din meniul care apare dacă "clicaţi" butonul **drept** al mouse-lui.

Pentru interconectarea componentelor, vom avea nevoie de o altă unealtă, Wire Tool, caz în care cursorul capătă forma unui semn +. Selectarea ei se face cu butonul sau utilizînd meniurile amintite mai sus.

Observaţie: La trecerea cu mouse-ul peste un buton din bara cu butoane, în bara de titlu a ferestrei apare descrierea funcţiei butonului respectiv.

Să începem acum realizarea montajului: un circuit serie alcătuit dintr-o sursă ideală de tensiune continuă, un rezistor şi o diodă semiconductoare. Aceasta se face prin **alegerea** unor componente din biblioteca programului, **plasarea** lor în spaţiul de lucru şi **interconectarea** lor. Urmează apoi stabilirea, pentru fiecare componentă a numelui şi parametrilor doriţi.

Alegerea unei componente din bibliotecă se face cu butonul Parts sau alegînd din meniu Devices-Browse. Pentru oricare din variante, se deschide fereastra **Device Selection**, care are în partea superioară un meniu ramificat. Dispozitivele din bibliotecă sunt împărţite în 49 de clase majore, ordonate alfabetic. În plus, există clasa General, care grupează cele mai utilizate dipozitive şi care este trecută înaintea celorlalte. Odată aleasă o clasă majoră, în cîmpul următor apar clasele minore corespunzătoare ei. De exemplu, pentru clasa majoră Sources, avem clasele minore Controlled, Linear şi Non-Linear.



La selectarea unei clase minore (de exemplu Linear), în cîmpul următor apare o listă cu tipuri de dispozitive: +V, Battery, Ground, I Source, V Source. Selectăm sursa de tensiune (V Source) şi, acum, în cîmpul următor apare simbolul acestei componente. Dacă denumirea dispozitivului şi simbolul său nu ne sunt suficiente pentru identificarea sa, putem să apăsăm butonul Help din această fereastră, obţinînd informaţii suplimentare despre dispozitivul ales.

Dacă nu ne convine orientarea simbolului avem două opţiuni: oglindirea (**Mirror**) şi rotaţia cu 90^{o}. De asemenea, putem stabili valoarea componentei (rezistenţă, capacitate, etc.) în spaţiul de editare Label-Value. În cazul în care nu suntem siguri de orientarea şi valoarea necesare, nu trebuie să ne facem probleme: le vom putea modifica oricînd. Cu acestea, apăsăm butonul **Place** şi componenta apare în spaţiul de lucru, "agăţată" de cursor. Ne hotărîm asupra poziţiei şi clicăm cu butonul stîng, lăsînd componenta pe spaţiul de lucru.

Observatie: Dacă suntem siguri de componenta dorită, putem să cîştigăm timp, clicînd de două ori ***rapid*** *pe numele ei din cîmpul Device Symbol: nu mai este necesară apăsarea butonului* ***Place****.*

Ne mai trebuie un rezistor şi o diodă. Procedăm ca mai sus, componentele găsindu-se pe căile de selecţie General-Resistors-Resistor şi General-Diodes-Diode. În cazul diodei întîlnim un lucru nou. După selectarea din cîmpul Device Symbol, în cîmpul din stînga jos **apare o listă de tipuri constructive, aşa cum sunt oferite de fabricanţi**. La fiecare tip, sunt trecuţi prescurtat parametrii importanţi şi destinaţia pentru care a fost proiectat. Alegeţi, să zicem tipul 1N4001, care este o diodă de uz general, cu tensiunea inversă maximă 50 V şi curentul maxim 1 A.

Avem acum cele trei elemente de circuit necesare. S-ar putea ca poziţiile în care le-am plasat să nu ne mai convină. Nu avem decît să poziţionăm cursorul (de forma unei săgeţi) peste simbolul respectiv, să apăsăm butonul din stînga selectînd componenta (ea devine roşie pentru scurt timp) şi s-o depasăm cu mouse-ul în noua poziţie, unde relaxăm butonul .

Observaţie: Eticheta se deplasează ***împreună*** *cu simbolul, dar poate fi selectată şi deplasată şi separat, prin acelaşi procedeu.*

Interconectarea

Să legăm acum componentele între ele. Pentru aceasta, schimbaţi unealta de lucru, apăsînd, de exemplu, butonul Wire Tool . Cursorul ia forma unui + şi cînd îl deplasaţi peste terminalele componentelor, acolo unde puteţi lega firul, apare un mic dreptunghi roşu. Apăsaţi butonul stîng pe terminalul de plecare, ţineţi-l apăsat şi duceţi apoi cursorul pe terminalul de sosire, unde relaxaţi butonul. Legătura apare cu linie roşie iar terminalele conectate cu cerculeţ de acelaşi culoare., pentu că sunt încă selectate. La continuarea lucrului, cînd alte obiecte vor primi starea "selectat", ele vor deveni albastre.

Dacă dorim să legăm firul pe care tocmai il poziţionăm la un alt fir existent deja, oprim cursorul deasupra acestuia, unde apare dreptunghiul roşu, şi relaxăm butonul mouse-lui. Cînd urmărim însă ca cele două conductoare să se intersecteze **fără să aibă contact**, trecem pur şi simplu peste el şi mergem cu mouse-ul la punctul pe care dorim să-l legăm. Întodeauna, locul unde două fire sunt în contact va fi marcat pe schemă cu un cerculeţ plin. Cînd am terminat de legat firele, revenim la vechea unealtă, apăsînd, de exemplu, butonul Arrow Tool .

Observaţie: Uneori, în urma unor manevre ezitante de interconectare, pe ecran apare un set ciudat de fire vericale şi orizontale agăţate de cursor. Apăsaţi tasta ***Escape*** *şi ele dispar.*

Tocmai aţi legat componentele, dar nu aţi terminat încă de construit circuitul. Ca să-şi efectueze calculele, programul defineşte toate potenţialele faţă de masă, dar dumneavoastră nu aveţi încă stabilit un asemenea punct. Va trebui să mai plasaţi o "componentă", **Ground**, care se găseşte pe calea de selecţie General-Sources-Ground şi s-o legaţi la minusul sursei de alimentare. Abia acum circuitul este complet. Dacă nu sunteţi multumit cum arată desenul, puteţi modifica poziţia unei componente (selectare şi tragere cu mouse-ul) firele de legătură rămînînd legate. Dacă nici drumul lor nu vă convine, selectaţi şi trageţi cu mouse-ul segmentele de linie dreaptă.

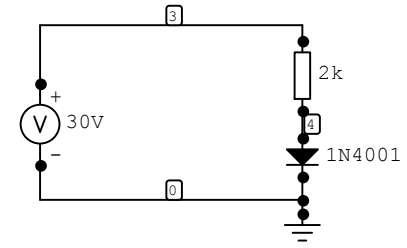
Observaţie: Puteţi să selectaţi mai multe componente simultan, ţinînd tasta Shift apăsată, sau alegînd o întreagă zonă de formă dreptunghiulară: clicaţi pe unul din vîrfurile dreptunghiului, ţineţi butonul apăsat, deplasaţi mouse-ul şi, cînd sunteţi multumiţi, relaxaţi butonul. Componentele selectate capătă culoarea roşie. Înainte să mai clicaţi undeva, selectaţi meniul Edit - Move şi apoi puteţi deplasa întreaga zonă

selectată. Puteți, de asemenea, să copiați obiectele selectate (cu meniul Edit - Copy sau CTRL +C) şi să le adăugați în locul dorit cu Edit -Paste sau CTRL +V.

În final, să stabilim valoarea componentelor. Poziționați cursorul (de forma săgeții) deasupra simbolului componentei şi clicați de două ori, **rapid**. Va apare o fereastră de dialog, Edit Device Data, unde puteți modifica, printre altele, valoarea (cîmpul **Label-Value**) şi numele ei (cîmpul **Designation**). Stabiliți 30 V pentru sursă şi 2 kΩ pentru rezistență.

Observație: În cîmpurile de editare, unitatea de măsură (eventual numai prefixul) trebuie scrisă imediat după valoarea numerică, fără spațiu. Pentru micro, în locul literei greceşti μ se utilizează litera latină u, iar pentru mega se utilizeaza MEG.

Acum circuitul este gata, aşa cum se vede în figura alăturată, şi este mai sigur să salvăm proiectul înainte de experiment; pentru aceasta aveți meniul File-Save As. Pentru salvare, vă sfăuim să utilizați directorul Work pe care l-ați creat în Cm60s/Circuits/. Dacă vreți ca imaginea schemei lui să poată fi utilizată în alt program, o puteți copia în clipboard, folosind meniul Edit - Copy to Clipboard.



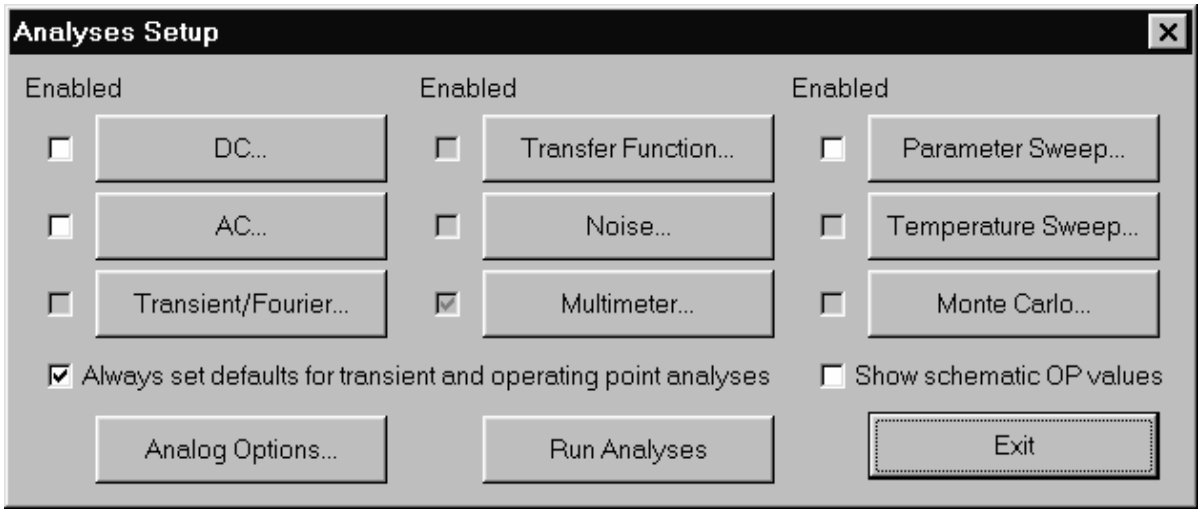
Simularea

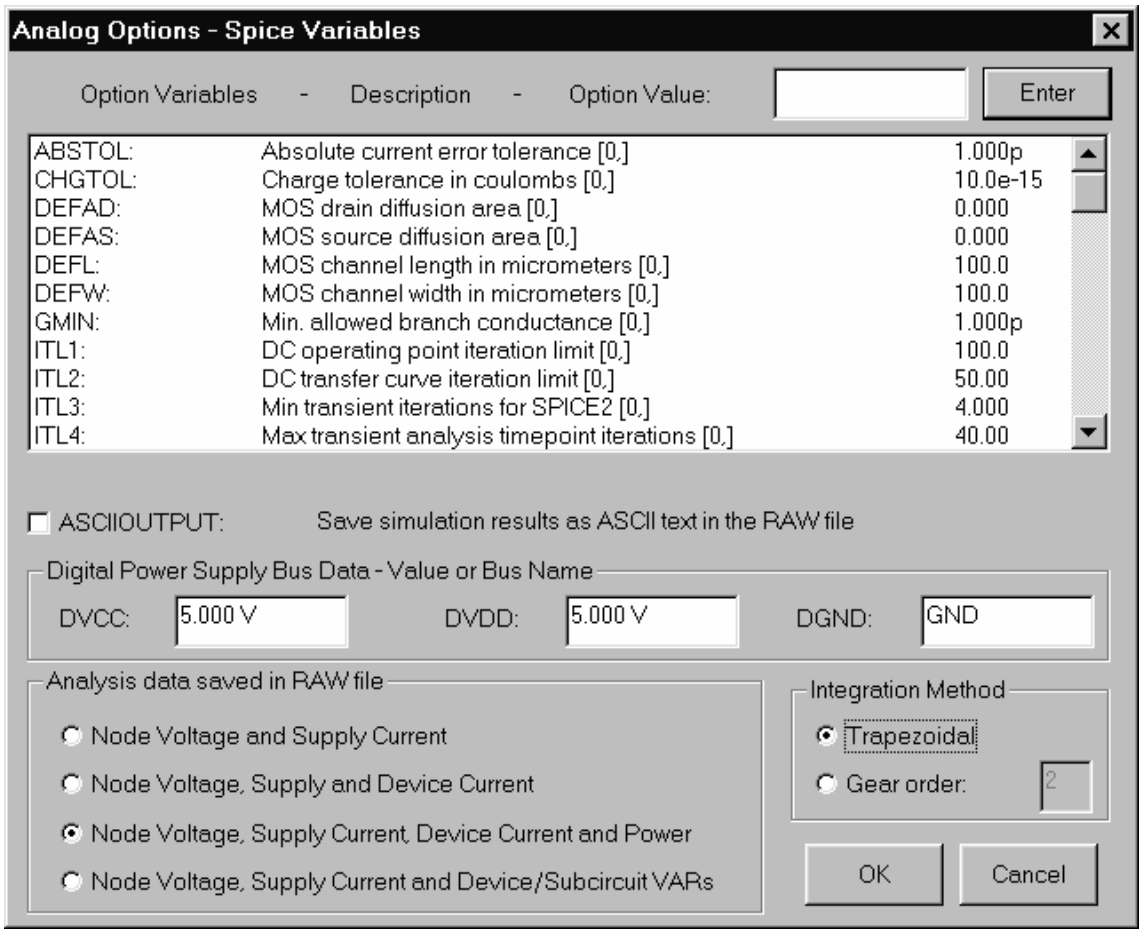
Începem experimentul. Programul poate să efectueze două tipuri de simulări: **analogice** şi **digitale**. Selecția între acestea se face din meniul Simulation, prima opțiune (de sus) sau cu primul buton din grupul al patrulea, numit **Digital/Analog**. Dacă ați ales opțiunea Analog, butonul prezintă simbolul unui tranzistor iar dacă ați optat pentru simularea digitală, imaginea este cea a unei porți logice . Cu excepția capitolului 16, **toate circuitele discutate sunt analogice**, deci trebuie să aveți vizibil simbolul tranzistorului.

Punctul static de funcționare

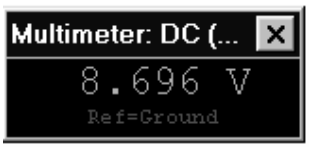
Există mai multe tipuri de analize pe care programul ştie să le facă. Cea mai simplă este calcularea punctului static de funcționare produs de sursele de tensiune constantă şi sursele de curent constant. Pentru aceasta, selectați meniul Simulation - Analyses Setup şi va apare fereastra cu acelaşi nume:

Pentru analiza punctului static de funcționare, trebuie să aveți activat Multimetrul. El este activat implicit (default) dar, dacă renunțati la opțiunea **Always set defaults for...**, trebuie să-l activați manual prin clicare în pătrățelul din stînga cuvîntului **Multimeter**. Trebuie, de asemenea, să stabiliți ce mărimi vor fi calculate. Pentru aceasta, apăsați butonul **Analog Options** şi în noua fereastră apărută, în cîmpul **Analysis data saved in RAW file** alegeți, de exemplu, a treia opțiune: tensiunile nodurilor, curenții surselor şi curenții şi puterile prin dispozitive. Apăsați apoi butonul OK şi întorceți-vă în fereastra **Analyses Setup**. După aceasta, puteți să comandați începerea simulării de aici, cu butonul **Run Analyses**, sau, mai bine, apăsați **Exit** şi întorceți-vă în fereastra principală.




Analog Options - Spice Variables
Option Variables - Description - Option Value:
Enter
ABSTOL: Absolute current error tolerance [0,] 1.000p
CHGTOL: Charge tolerance in coulombs [0,] 10.0e-15
DEFAD: MOS drain diffusion area [0,] 0.000
DEFAS: MOS source diffusion area [0,] 0.000
DEFL: MOS channel length in micrometers [0,] 100.0
DEFW: MOS channel width in micrometers [0,] 100.0
GMIN: Min. allowed branch conductance [0,] 1.000p
ITL1: DC operating point iteration limit [0,] 100.0
ITL2: DC transfer curve iteration limit [0,] 50.00
ITL3: Min transient iterations for SPICE2 [0,] 4.000
ITL4: Max transient analysis timepoint iterations [0,] 40.00
ASCIIOUTPUT: Save simulation results as ASCII text in the RAW file
Digital Power Supply Bus Data - Value or Bus Name
DVCC: 5.000 V
DVDD: 5.000 V
DGND: GND
Analysis data saved in RAW file
Node Voltage and Supply Current
Node Voltage, Supply and Device Current
Node Voltage, Supply Current, Device Current and Power
Node Voltage, Supply Current and Device/Subcircuit VARs
Integration Method
Trapezoidal
Gear order: 2
OK
Cancel

Aici avem un buton **Run/Stop** de unde putem comanda simularea. Cînd simularea este oprită şi programul aşteaptă comanda de start, imaginea butonului este , iar cînd simularea este activă şi programul aşteaptă comanda de oprire, imaginea butonului se schimbă în .



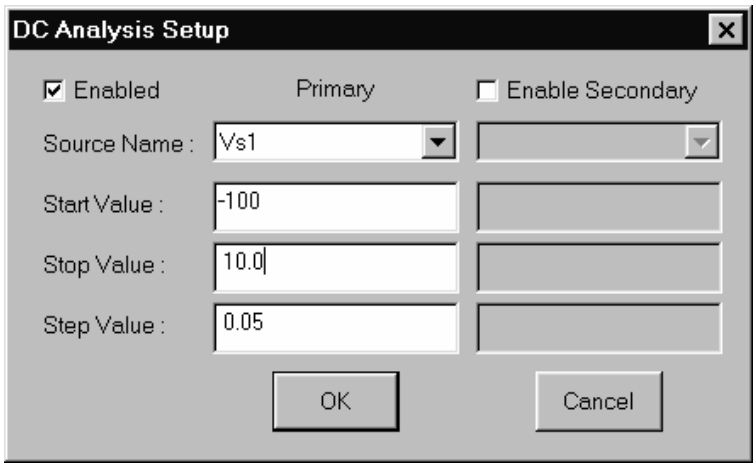
Apăsăm, deci, butonul de start şi apare fereastra multimetrului, care poate fi deplasată oriunde în fereastra principală. În mod automat, este apăsat butonul Probe Tool , cursorul luînd şi el această formă, care este a unei **sonde de măsură**. Deplasînd acum cursorul peste circuit, pe el apare una din literele V, I sau P, după tipul mărimii pe care puteţi s-o măsuraţi, tensiune, curent sau, respectuv, putere.. Clicînd atunci cînd aveţi litera V, multimetrul va indica potenţialul nodului respectiv, ca în figura alăturată. Acelaşi lucru se întîmplă cu intensităţile curenţilor şi puterile disipate.

Să facem cîteva observaţii în legătură cu semnele acestor mărimi. Asupra potenţialelor nu poate exista nici o confuzie: ele sunt pozitive dacă sunt deasupra potenţialului masei şi negative dacă sunt sub acest potenţial. În privinţa intensităţilor şi puterilor, lucrurile sunt complicate întrucît autorii programului au avut proasta inspiraţie să utilizeze convenţii diferite pentru surse şi dispozitive. Sfatul nostru este să măsuraţi potenţialele nodurilor iar sensurile curenţilor să le puneţi dumneavoastră ştiind că pe dispozitivele consumatoare curentul circulă de la potenţial ridicat la potenţial coborît. Ignoraţi astfel semnele curenţilor furnizate de program. Acelaşi lucru îl puteţi face şi în cazul puterilor: cunoscînd potenţialele şi sensurile curenţilor, decideţi singuri dacă puterea este produsă în circuit sau disipată.

Observaţie: Despre rezistoare şi diode ştiţi cu siguranţă că sunt consumatoare. O sursă de tensiune nu este întodeauna generator de energie, ea poate fi şi consmator, dacă sensul cuentului prin ea este opus celui care l-ar genera ea dacă ar fi singura sursă din circuit.

Analiza DC (trasatorul de caracteristici statice)

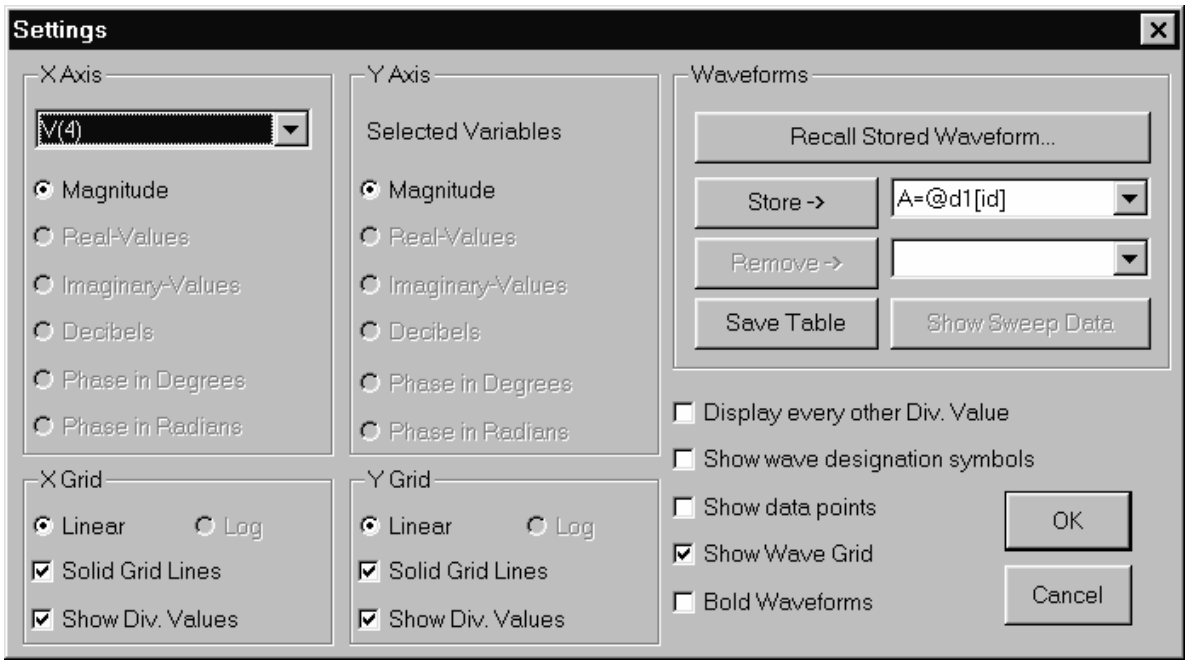
După ce v-aţi notat tot ce vă interesa, puteţi opri simularea şi modifica valorile unor componente, reluînd-o apoi. Pentru valorile surselor de tensiune sau curent avem însă şi **posibilitatea modificării lor automate (sweep)** şi urmărirea modificării întregului regim de curent continuu. Este ceea ce programul numeşte **DC Analysis**.



Pentru aceasta, selectăm din nou din meniu Simulation-Analyses Setup şi aici activăm DC Analysis şi apăsăm pe butonul respectiv. Obţinem astfel fereastra **DC Analysis Setup,** unde alegem sursa a cărei valoarea o dorim modificată automat, valoarea iniţială, valoarea finală şi pasul de variaţie. Să modificăm valoarea între -100 V şi 10 V cu pas de 0.05 V. Ieşim din aceste ferestre (cu OK) şi pornim din nou simularea. De data aceasta, în afara multimetrului, a apărut în partea de jos o fereastră grafică, **DC Analysis (Curve Tracer)** (dacă nu apare, apăsaţi butonul **Waveforms** şi eventual, alegeţi meniul Window - Tile Windows). Nu avem încă nici un grafic, dar, cu această fereastră activată, puneţi sonda pe nodul dintre rezistor şi diodă şi, surpriză ! Apare graficul potenţialului acestui nod, în funcţie de tensiunea sursei. |ineţi tasta Shift apăsată şi clicaţi pe borna pozitivă a sursei: veţi obţine ambele grafice suprapuse, în culori diferite. Pentru citirea precisă a poziţiei pe grafic, aveţi la dispoziţie două cursoare orizontale şi două verticale.

Chiar dacă nu ştim încă nimic despre diode, putem să tragem o concluzie interesantă. Cînd tensiunea sursei este între -51 V şi 0 V, tensiunea pe diodă este egală cu cea de pe sursă. La tensiuni negative mai mari tensiunea pe diodă se limitează la - 51 V, iar la tensiuni pozitive se limitează la aproape 0 V. Să vedem cum se comportă curentul. Punem sonda pe curentul diodei şi clicăm, fără să mai ţinem tasta Shift apăsată. Între -51 V şi 0 V curentul prin diodă este zero, dioda se comportă ca şi cum n-ar exista, este **blocată.**

Fereastra aceasta, care imită ecranul unui osciloscop, are cîteva butoane în colţul din stînga sus. De aici puteţi comuta stabilirea scalelor Manual sau Automat. Pe modul manual, apăsînd săgeţile, puteţi modifica dilata sau contracta graficul. Apăsînd butonul se deschide fereastra **Settings** în care aveţi acces la setările osciloscopului.



Implicit, mărimea de pe axa X este valoarea sursei pe care aţi programat-o să varieze automat şi în cîmpul respectiv veţi gasi scris **Sweep**. Puteţi să alegeţi, însă, orice mărime electrică ce a fost calculată. Dacă vrem să desenăm caracteristica curent-tensiune a diodei, această mărime trebuie să fie potenţialul nodului 4 (anodul diodei); nodurile sunt numerotate automat, vizibilitatea numerelor fiind controlată cu meniul Options - Show Node Numbers.

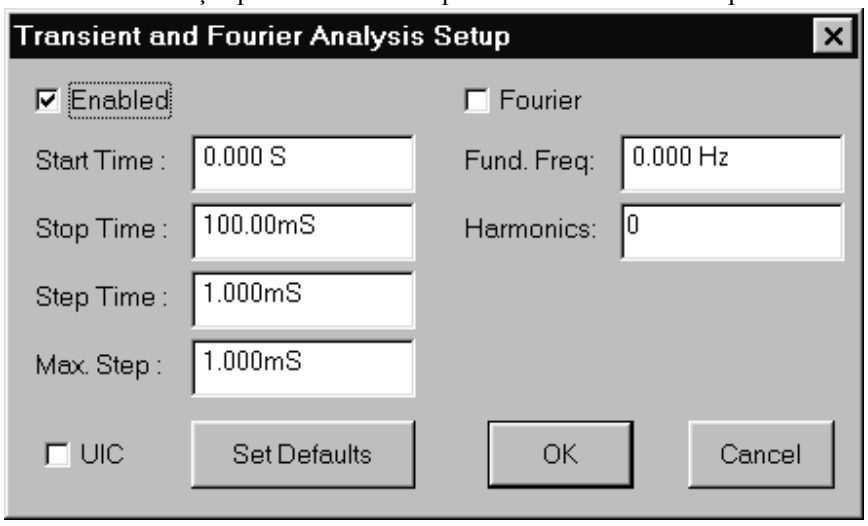
În cazul în care facilităţile grafice ale osciloscopului nu vă satisfac, apăsaţi **Save Table** şi exportaţi fişierul de date ca tabel ASCII (extensia TBL). Îl puteţi apoi importa în orice program profesional de desenat grafice (de exemplu Microcal Origin) şi puteţi să prezentaţi datele în forma dorită.

Analiza tranzientă (osciloscopul)

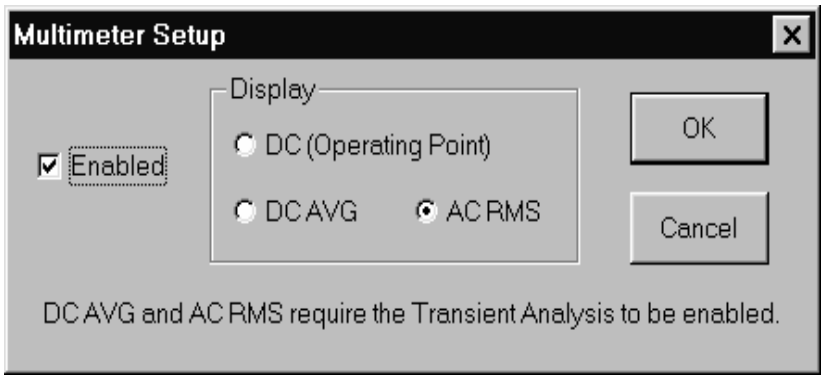
Să încercăm să vedem acum ce se întîmplă dacă tensiunea sursei nu mai este continuă ci variază sinusoidal. Selectăm sursa de tensiune continuă şi apăsăm tasta Delete a claviaturii, sau butonul Delete Tool al ferestrei, îndepărtînd sursa din circuit. Procedăm corespunzător şi cu firele de conexiune rămase nelegate. Alegem o sursă de semnal sinusoidal pe calea General-Instruments-Signal Gen, o legăm în circuit şi stabilim frecvenţa la 50 Hz şi amplitudinea 10V.

Modificăm apoi opţiunile de simulare, alegînd ca programul să efectueze **analiza tranzientă**, adică urmărirea evoluţiei în timp a stării circuitului, pornind de la anumite condiţii iniţiale. Selectăm meniul Simulation - Analyses Setup, şi în această fereastră dezactivăm analiza DC (nu mai avem sursa de curent

continuu), activăm opțiunea **Transient/Fourier** şi apăsăm butonul respectiv. În fereastra care apare stabilim ca simularea să înceapă la 0 secunde, să se facă pînă la 100 ms (adică cinci perioade ale tensiunii alternative) şi să aibă un pas de 1 ms.



Pornim simularea şi apare din nou ecranul osciloscopului, de data asta cu titlul Tranzient Analysis (Oscilloscope). Facem să apară pe grafic, simultan, tensiunea sursei şi cea de pe diodă. Se observă că dioda limitează excursia de tensiune, "tăind" semialternațele pozitive.



Pe acest tip de analiză, multimetrul poate fi programat să arate fie tensiunea medie (numită şi tensiune continuă), **DC AVG**, fie tensiunea efectivă a formei de undă alternative, **AC RMS**.

Anexa 4

Stabilizatoare de tensiune

A. Stabilizatoarele integrate cu tensiune fixă LM78XX

În locul tradiționalului stabilizator cu diodă Zener este preferabil să utilizatî un stabilizator integrat cu tensiunea de ieşire fixă deoarece performanțele sunt mult mai bune iar prețul (în jur de 20 cenți) nu depăşeşte cu mult pe cel al unei diode Zener. Seria 78XX este destinată stabilizării tensiunilor pozitive iar seria 79XX tensiunilor negative (în locul pozițiilor notate cu X este trecuta valoarea tensiunii stabilizate). Valorile standardizate pentru tensiunea de ieşire sunt 5.0 V (7805, respectiv 7905), 6.2 V (7862), 8.2 V (7882), 9 V (7809), 12 V (7812) şi 15 V (7815). Dacă doriți un curent de ieşire de pînă la 100 mA, va trebui să utilizați circuitele de mică putere, codificate cu litera L, de exemplu 78L12. Există, însă, şi stabilizatoare care pot furniza pînă la 1 A.

Schema standard de utilizare a unui asemenea stabilizator este prezentată în Fig. A4.1. Primul lucru de care trebuie să aveți grijă este ca filtrarea tensiunii nestabilizate (de intrare), care nu este reprezentată în figură, fiind presupusă a fi realizată în blocul de redreasare, să nu permită coborîrea tensiunii $V_{in}(t)$ sub valoarea $V_{out} + V_{DO} = V_{out} + 3\text{V}$. Pe stabilizator va trebui, deci, să pierdeți, în orice moment, cel puțin 3 V, mărime numită în foile de catalog "drop out voltage". Condensatorul C_1, de inductanță mică (mylar), este necesar numai dacă firele între redresor şi stabilizator sunt lungi. Celălalt condensator, preferabil ceramic, îmbunătățeste perfrmanțele tranzitorii la variații bruşte ale curentului de sarcină şi preîntîmpină eventualele oscilații ale stabilizatorului (el este un sistem cu reacție şi, în anumite condiții, poate avea tendința să oscilieze).

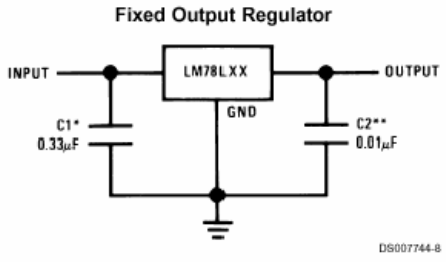


Fig. A4.1. Schema de aplicație tipică: stabilizator cu tensiune de ieşire fixă.

Tensiunea de intrare nu trebuie să depăşească valoarea maximă admisă. De exemplu, pentru stabilizatorul de 12V, această valoare este de 27 V. Nu uitați, însă, că pe stabilizator se va disipa puterea $(V_{in} - V_{out})I_{out}$, aşa că nu e bine să aveți o tensiune de intrare exagerat de mare, mai ales cînd şi valoarea curentului necesar este mare. Dacă aveți nevoie de 100 mA şi pierdeți pe stabilizator 15 V, ar trebui ca stabilizatorul să disipe 1.5 W; or capsula cu disipație maximă disponibilă la aceste stabilizatoare abia disipă 1 W, cu radiator. În aceste condiții protecția internă la supraîncălzire se va declanşa şi stabilizatorul nu va funcționa.

Dacă ați ținut seama de aceste considerații, puteți fi liniştiți: stabilizatorul se va proteja singur atît la supracurenți cît şi la supraîncălzire. Nu uitați, însă, că protecția se face prin renunțarea la a mai stabiliza tensiunea. Să privim, deci, la performanțele oferite, aşa cum apar ele în foaia de catalog.

Mai întîi, valoarea tensiunii stabilizate nu este perfect predictibilă: ni se garantează numai că va fi între 11.5 V şi 12.5 V. Performanța "globală" de stabilizare în raport cu variațiile tensiunii de intrare este dată de mărimea "line regulation" (în engleză rețeaua de alimentare este numită "line", de unde şi utilizarea aici cu sensul de alimentare). Pentru cazul cel mai defavorabil, cînd tensiunea nestabilizată evoluează pe intervalul maxim admis 14.5 V - 27 V, tensiunea de ieşire nu se modifică cu mai mult de 180 mV. Acelaşi punct de vedere este utilizat şi în legătură cu variațiile curentului cerut de sarcină: la o variație între 1 şi 100 mA, tensiunea de ieşire se modifică cu mai puțin de 100 mV (load regulation). Urmează, apoi, valoarea curentului de repaus, adică în absența sarcinii (quiescent current), mărime importantă pentru cazul în care sistemul lucrează majoritatea timpului în aşteptare (stand-by) şi este alimentat la baterii.

LM78L12AC

Unless otherwise specified, V_{IN} = 19V

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_O	Output Voltage		11.5	12	12.5	V
		14.5V ≤ V_{IN} ≤ 27V 1 mA ≤ I_O ≤ 40 mA (Note 3)	**11.4**		**12.6**	
		1 mA ≤ I_O ≤ 70 mA (Note 3)	**11.4**		**12.6**	
ΔV_O	Line Regulation	14.5V ≤ V_{IN} ≤ 27V		30	180	mV
		16V ≤ V_{IN} ≤ 27V		20	110	
ΔV_O	Load Regulation	1 mA ≤ I_O ≤ 100 mA		30	100	
		1 mA ≤ I_O ≤ 40 mA		10	50	
I_O	Quiescent Current			3	5	mA
ΔI_O	Quiescent Current Change	16V ≤ V_{IN} ≤ 27V			**1**	
		1 mA ≤ I_O ≤ 40 mA			**0.1**	
V_n	Output Noise Voltage			80		µV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	f = 120 Hz 15V ≤ V_{IN} ≤ 25	40	54		dB
I_{PK}	Peak Output Current			140		mA
$\frac{\Delta V_O}{\Delta T}$	Average Output Voltage Tempco	I_O = 5 mA		−1.0		mV/°C
V_{IN} (Min)	Minimum Value of Input Voltage Required to Maintain Line Regulation			13.7	14.5	V

Găsim, în continuare, o veche cunoştiinţă, factorul de stabilizare al tensiunii, esenţial în micşorarea ondulaţiei. Din acest motiv, el este numit "ripple rejection" şi măsurat chiar la frecvenţa ondulaţiei, 120 Hz pentru redresarea dublă alternanţă în SUA. Putem conta pe o valoare de 54dB, care convertită în raport înseamnă o reducere de 500 de ori.

Stabilizatorul permite, pentru scurt timp, depăşirea limitei de 100 mA. Curentul maxim de puls "peak output current" este, astfel, de 140 mA. Urmează, apoi, o mărime importantă în multe aplicaţii: stabilitatea termică a tensiunii stabilizată, măsurată prin coeficientul termic "tempco". Trebuie să ne aşteptăm la o scădere cu 1 mV pe grad Celsius. Ultima informaţie din tabel ne spune că, dacă dorim să avem 12 V stabilzat la ieşire, tensiunea de intrare trebuie să fie de cel puţin 14.5 V (cazul cel mai defavorabil). Rotunjind, obţinem sfatul prezentat la început: minimum 3 V pierduţi pe stabilizator.

Anumite performanţe nu sunt prezentate în acest tabel ci sunt date sub formă grafică. Aşa este puterea maximă disipată (Fig. A4.2) şi impedanţa de ieşire (Fig. A4.3). Observăm că, la frecvenţe mici, impedanţa de ieşire are valori sub 0.2 Ω.

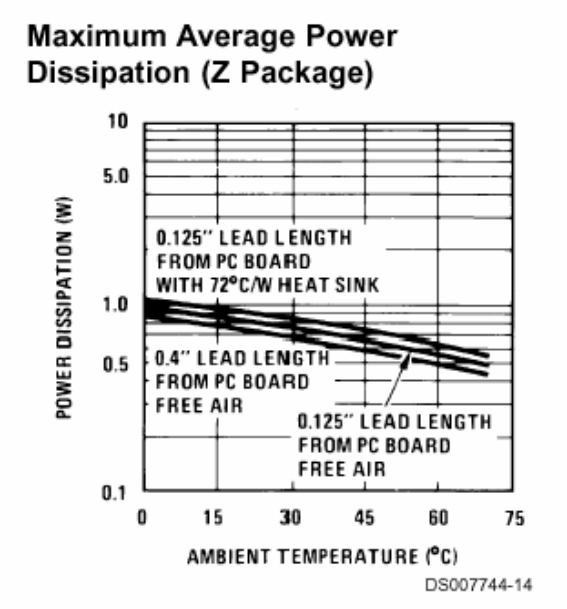


Fig. A4.2.

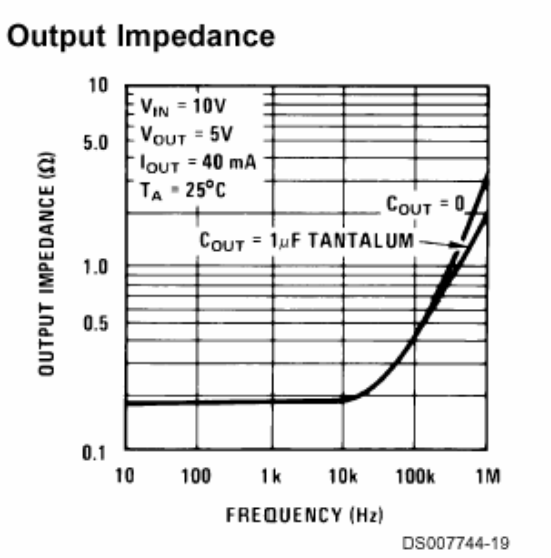


Fig. A4.3.

Alte aplicații

Tensiune de ieşire reglabilă

În afara stabilzatorului cu tensiune fixă, circuitele prezentate pot fi utilizate şi în alte aplicații. Astfel, dacă admitem o stabilizare mai modestă, putem construi un circuit cu tensiune reglabilă, ca în Fig. A4.4. Deşi stabilizatorul integrat este unul pentru 5 V şi menține această tensiune la capetele rezistorului R_1, tensiunea de ieşire furnizată este $V_{out} = 5\text{V} + (5\text{V}/R_1 + I_Q)R_2$, unde I_Q este curentul de "repaus" al circuitului integrat, de 3-5 mA. Trebuie să îndeplinim, însă, în plus, condiția $5\text{V}/R_1 > 3I_Q$. În aceste condiții, stabilizarea în raport cu variațiile alimentării, cu valoarea de $L_r \cong 180$ mV pentru schema de aplicație tipică, devine mai modestă, crescînd de $\frac{R_1 + R_2}{R_1}$ ori.

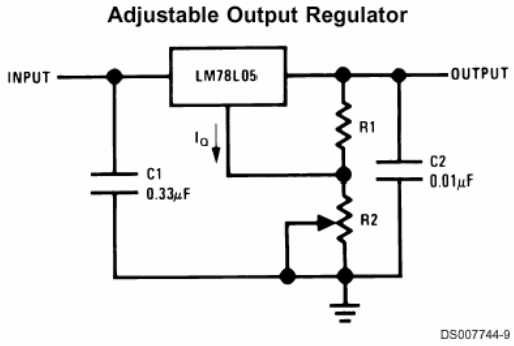


Fig. A4.4 . Stabilizator cu tensiune de ieşire reglabilă.

Stabilizarea curentului prin sarcină

De multe ori nu tensiunea pe sarcină trebuie stabilizată, ci curentul prin aceasta. Avem nevoie de o sursă de curent, capabilă să furnizeze un curent important, şi o putem realiza cu schema din Fig. A4.5. Stabilizatorul LM78XX menține constantă tensiunea pe rezistorul R_1, care este parcurs, deci, de curentul constant V_o/R_1, unde V_o este tensiunea nominală a stabilizatorului. Curentul prin sarcină mai conține, însă, şi componenta I_Q, care este, de asemenea, constantă $I_{out} = V_o/R_1 + I_Q$.

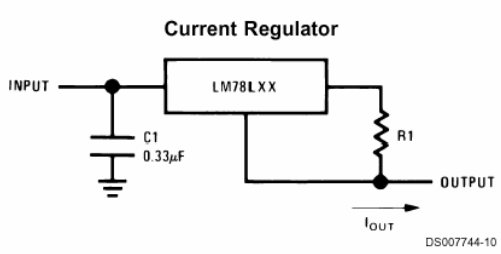


Fig. A4.5. Sabilizator de curent

Curent de ieşire mai mare

Cînd curentul necesar prin sarcină este mai mare decît 100 mA, putem adăuga un tranzistor extern, păstrînd practic performanţele de stabilizare, ca în Fig. A4.6 .

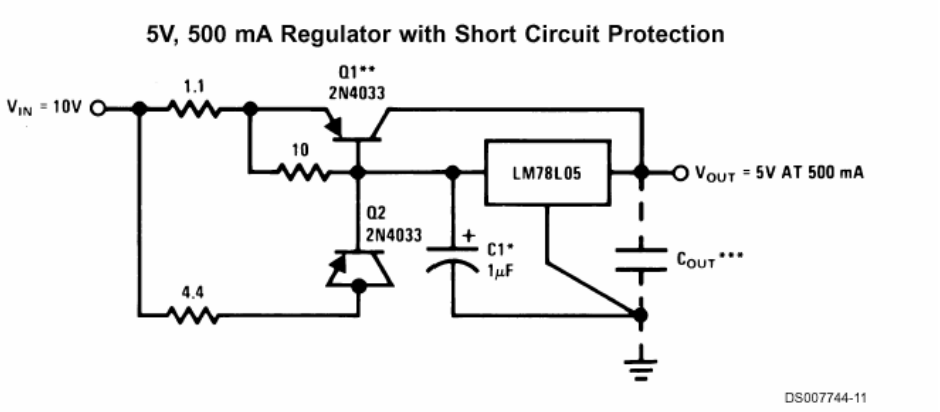


Fig. A4.6. Stabilizator 5 V, 500 mA, cu protecţie la scurtcircuit.

Acum,curentul soseşte la rezistenţa de sarcină pe două căi. Prima este cea prin rezistorul de 10 Ω şi stabilizatorul integrat, care nu permite decît trecerea a cel mult 100 mA datorită protecţiei interne. Cînd curentul de pe această cale ajunge pe la 60 mA, căderea de tensiune de pe rezistorul de 10 Ω ajunge la 0.6 V şi începe să deschidă tranzistorul Q_1. După cum ştiţi, deschiderea este abruptă, o creştere de 60 mV a tensiunii bază emitor (6 mA variaţie a curentului prin stabilizatorul integrat) multiplică de 10 ori curentul de colector. În acest fel, prin tranzistor ajunge pe sarcină surplusul de curent necesar, fără a se depăşi valoarea de 100 mA prin stabilizatorul integrat. Nu se pierde stabilizarea, veţi întreba, poate. De unde ştie tranzistorul cît curent să trimită ? Simplu, presupuneţi că tranzistorul s-a deschis prea mult şi, deci, tensiunea pe sarcină a depăşit valoarea care trebuie menţinută constantă. Stabilizatorul 78XX constată acest lucru şi face ceea ce ar fi făcut şi în absenţa tranzistorului: micşorează curentul furnizat de el. Dar micşorarea acestui curent, prin rezistorul de 10 Ω , provoacă şi micşorarea curentului prin tranzistor. Procesul continuă pînă cînd tensiunea pe sarcină ajunge la valoarea corectă.

De data aceasta nu întregul curent de sarcină trece prin stabilizatorul integrat şi protecţia sa la supracurent nu mai este eficientă în eventualitatea unei deschideri accidentale a tranzistorului Q_1. Din acest motiv, s-a realizat, suplimentar o protecţie externă la scurtcircuit. Întregul curent de sarcină parcurge rezistorul de 1.1 Ω şi, cînd curentul atinge valori prea mari, tranzistorul Q_2, montat ca diodă, preîntîmpină deschiderea suplimentară a tranzistorului Q_1, limitîndu-i tensiunea bază-emitor, prin ocolirea de către curent a rezistorului de 10 Ω .

Configuraţia pinilor

Pentru variantele M (capsulă SO-8) şi Z (capsulă TO-92, de tranzistor), în figurile. A4. 7 şi A4.8 este prezentată configuraţia pinilor. La capsula SO-8 vederea este de sus, aşa cum se obişnuieşte la circuitele integrate, pe cînd la capsula TO-92 vederea este de jos, dinspre terminale.

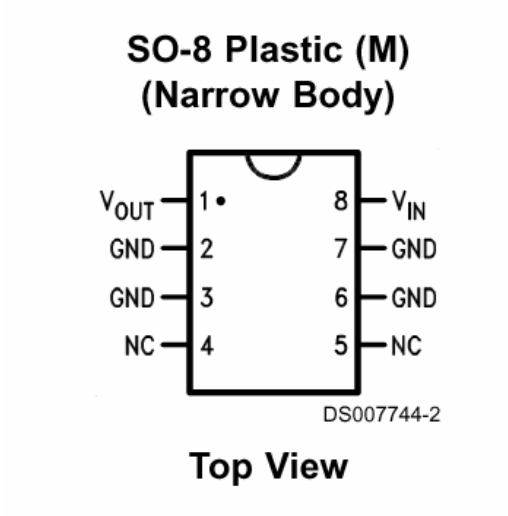


Fig. A4.7.

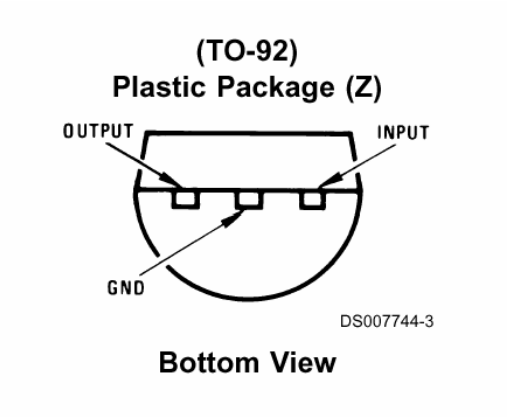


Fig. A4.8.

B. Stabilizatoarele integrate reglabile LM117/LM217/LM317

Cu stabilizatoarele integrate de tensiune fixă puteți obține o tensiune reglabilă, dacă admiteți înrăutățirea stabilizării. În plus, nu puteți coborî tensiunea de ieşire sub valoarea nominală a stabilizatorului integrat. Cînd aceste lucruri nu sunt acceptabile, va trebui să cheltuiți mai mult (în jur de 4 $, adică de 20 de ori mai mult !) şi să vă cumpărați un stabilizator integrat cu tensiune reglabilă.

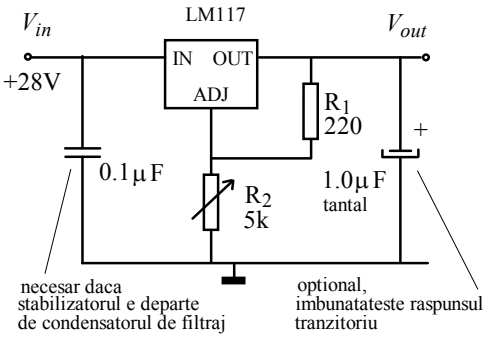


Fig. A4.9. Stabilizator cu tensiune reglabilă între 1.25V şi 25V.

Circuitele integrate LM117/LM217/LM317 sunt stabilizatoare de tensiune pozitivă, cu trei terminale, a căror tensiune stabilizată poate fi reglată continuu prin utilizarea a numai două rezistoare aşa cum se vede în Fig. A4.9. Performanțele seriei LM117 pot fi sintetizate astfel :

$$V_{out} = 1.25V \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$$

-tensiune de ieşire ajustabilă pîna la minimuum 1.2V;

-curent de ieşire garantat de 1.5A;

-stabilizare la variațiile tensiunii de intrare (line regulation) cu valoarea tipică 0.01%/V

-stabilizare la variațiile sarcinii mai bună de 0.1%

-limitarea curentului de ieşire insensibilă la temperatură

-rejecție a riplului de 80 dB (10 000 de ori) dacă rezistorul R_1 este "scurtcircuitat" în alternativ cu un condensator.

Diferențele între cele trei tipuri constă în capsulele utilizate, puterea disipată şi curentul maxim, aşa cum se poate vedea în tabelul care urmează.

parametrul	condiții	LM117/217			LM317			unități
		min	tipic	max	min	tipic	max	
line regulation	$3V \le V_{in} - V_{out} < 40V$		0.02	0.05		0.02	0.07	%/V
load regulation	$10mA \le I_{out} \le I_{max}$							
	$V_{out} \le 5V$		20	50		20	70	mV
	$V_{out} > 5V$		0.3	1		0.3	1.5	%
current limit	$V_{in} - V_{out} < 15V$							
	variantele K şi T	1.5	2.2		1.5	2.2		A
	variantele H şi P	0.5	0.8		0.5	0.8		A
curent de sarcină minim			3.5	5		3.5	10	mA

Sfaturi pentru aplicații

LM 117 produce o tensiune de referință nominală de 1.25V între ieşire şi terminalul de ajustare. Această tensiune este aplicată la capetele rezistorului R_1 şi, astfel, un curent constant este forțat să treacă prin rezistorul reglabil R_2. În consecință, tensiunea de ieşire se obține ca

$$V_{out} = V_{REF}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{ADJ}R_2$$

Pentru a minimiza termenul al doilea (de eroare), valoarea curentului în terminalul de ajustare este mică (100μA) şi constantă; aceasta se întîmplă, însă, numai dacă valoarea curentului de sarcină nu scade sub o anumită valoare minimă. Din acest motiv, dacă valoarea curentului prin sarcină poate scădea, e bine să montați permanent un rezistor suplimentar care să consume 10 mA.

Este de preferat să montați la intrare un condensator ceramic disc de 0.1μF sau unul cu tantal de 1 μF, mai ales dacă firele între condensatorul de filtrare al redresorului şi intrarea stabilizatorului sunt lungi. De asemenea, este indicată montarea unui condensator tantal de 1 μF la ieşire. El va îmbunătăți comportarea tranzitorie şi va elimina posibilitatea apariția unor oscilații ale stabilizatorului (să nu uităm că el este un sistem cu reacție !).

Micşorarea ondulației de la ieşire poate fi obținută prin montarea, în paralel pe rezistorul reglabil R_1, a unui condensator. Unul de 10 μF asigură o diminuare de 10 000 a ondulației de la intrare; o valoare mai mare nu produce îmbunătățiri semnificative. Numai că, la scurtcircuitarea intrării sau ieşirii, acest condensator se descarcă prin terminalul de ajustare; cum pulsul de curent poate ajunge la 20 A, circuitul poate fi distrus. Acelaşi efect îl poate produce şi condensatorul de la ieşire, dacă nu se poate descărca prin rezistența de sarcină. Pentru a elimina aceste efecte, putem proteja stabilizatorul cu diode, ca în Fig. A4.10.

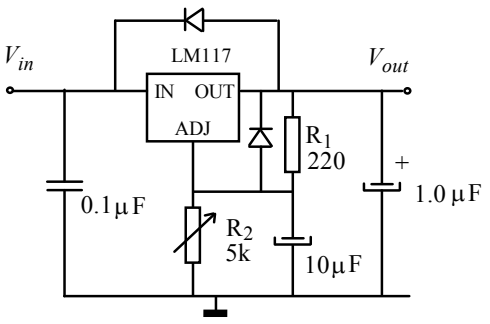


Fig. A4.10.

Stabilizatorul LM117 limitează intern curentul pe terminalul de ajustare, astfel că, p**entru tensiuni de ieşire sub 25V şi capacităţi de 10 μF, nu este necesară protecţia cu diodă**. De asemenea, stabilizatorul poate accepta pulsuri de 15 A la terminalul de ieşire, aşa că **dacă nu montaţi la ieşire un condensator mai mare de 25 μF, nici acest terminal nu trebuie protejat cu diodă**.

În continuare, prezentăm alte cîteva aplicaţii ale acestei familii de stabilizatoare.

Stabilizator de 5V cu blocare electronică

Dacă terminalul ADJ este adus la potenţialul masei, tensiunea de ieşire coboară la valoare referinţei interne, adică la 1.2 V. Acest lucru este utilizat în schema din Fig. A4.11 . Cînd pe baza tranzistorului apare starea logică HIGH (potenţial de 5 V), tranzistorul intră în saturaţie, coboară practic la masă terminalul ADJ şi tensiunea de ieşire este adusă de la valoarea de 5 V la valoarea de 1.2 V.

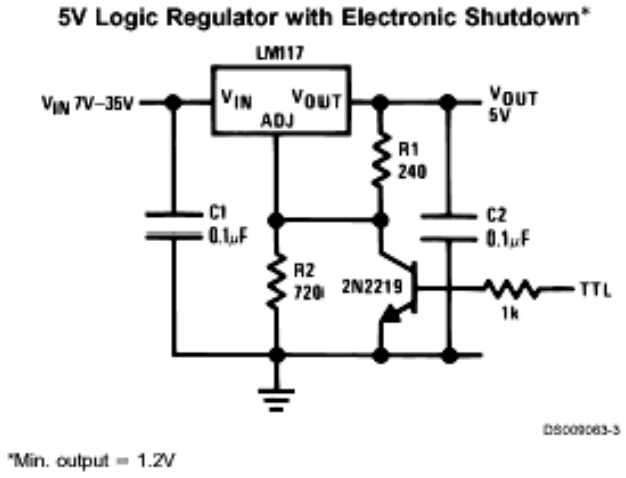


Fig. A4.11

Stabilizator de 15 V cu pornire lentă

La cuplarea tensiunii de alimentare la circuitul din Fig. A4.12, condensatorul C_1 este iniţial descărcat şi în primul moment aduce la masă baza tranzistorului şi, în consecinţă, la 0.6 V terminalul ADJ, tensiunea de ieşire fiind de numai 1.2V +0.6 V=1.8V. Apoi condensatorul se încarcă treptat prin rezistoarele R_1 şi R_3, tensiunea V_{out} crescînd şi ea trepat; după un anumit timp condensatorul se încarcă complet, blocînd tranzistorul şi permiţînd rezistoarelor R_1 şi R_2 să programeze tensiunea de ieşire de 15 V.

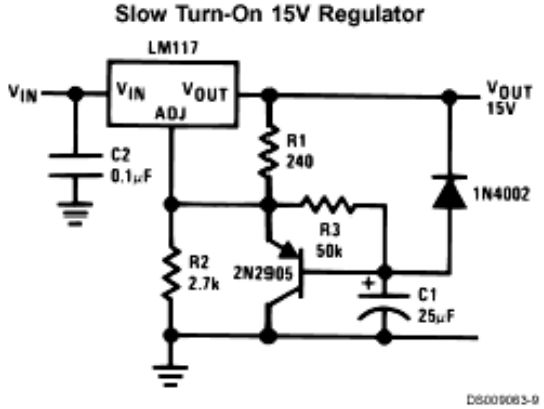


Fig. A4.12 .

Stabilizator ajustabil de curent mare

Trucul pentru obținerea unui curent mai mare descris la stabilzatorul cu tensiune poate fi utilizat şi la regulatorul cu tensiune reglabilă (Fig. A4.13.) De data aceasta urmarim obținerea unei intensități mult mai mari şi calea de curent mare este constituită din tranzistoare de putere legate în paralel. Comanda lor este făcută de tensiunea pe rezistorul R_3 al cărui curent este controlat de tranzistorul "driver". Pentru buna funcționare a montajului este necesară asigurarea unui curent minim de sarcină de 30 mA, în acest scop montîndu-se rezistorul marcat cu asterisc.

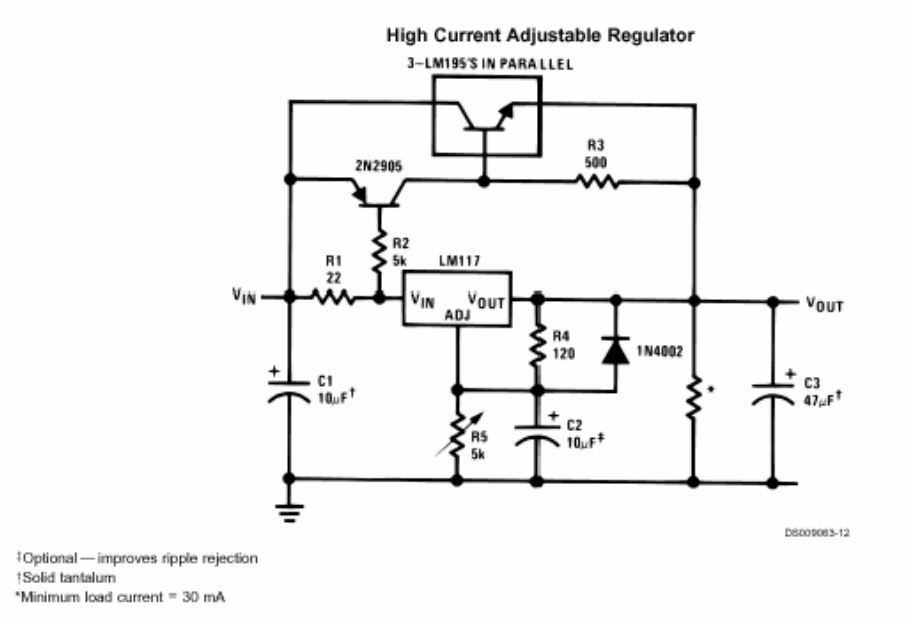


Fig. A4.13

Stabilizator reglabil 0 - 30 V

Stabilizatoarele reglabile prezentate pînă acum nu puteau coborî tensiunea de ieşire decît pînă la 1.2 V. Există situații în laborator cînd această reglare trebuie să înceapă de la zero. În acest caz avem nevoie şi de o sursă de alimentare negativă, ca în Fig. A4.14. Dioda Zener, polarizată prin rezistorul R_3 menține la -1.2 V potențialul capătului inferior al rezistorului reglabil R_2. Astfel, cînd valoarea lui ajunge la $R_2 = 0$, potențialul terminalului ADJ ajunge la - 1.2 V, ceea ce produce un potențial nul al ieşirii (ieşirea este întodeauna cu 1.2 V mai sus decît terminalul ADJ). În această situație pe stabilizator cad 30 V şi protecția termică se anclanşează mult înainte de a atinge valoarea maximă a curentului (un curent de 1A ar însemna o putere disipată de 30 W !)

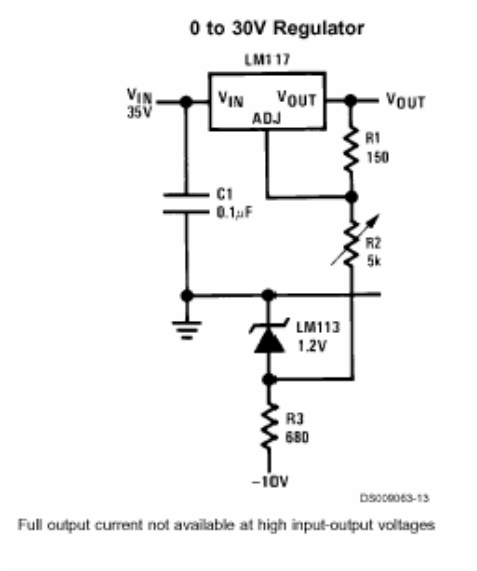


Fig. A4.14.

Configurația terminalelor

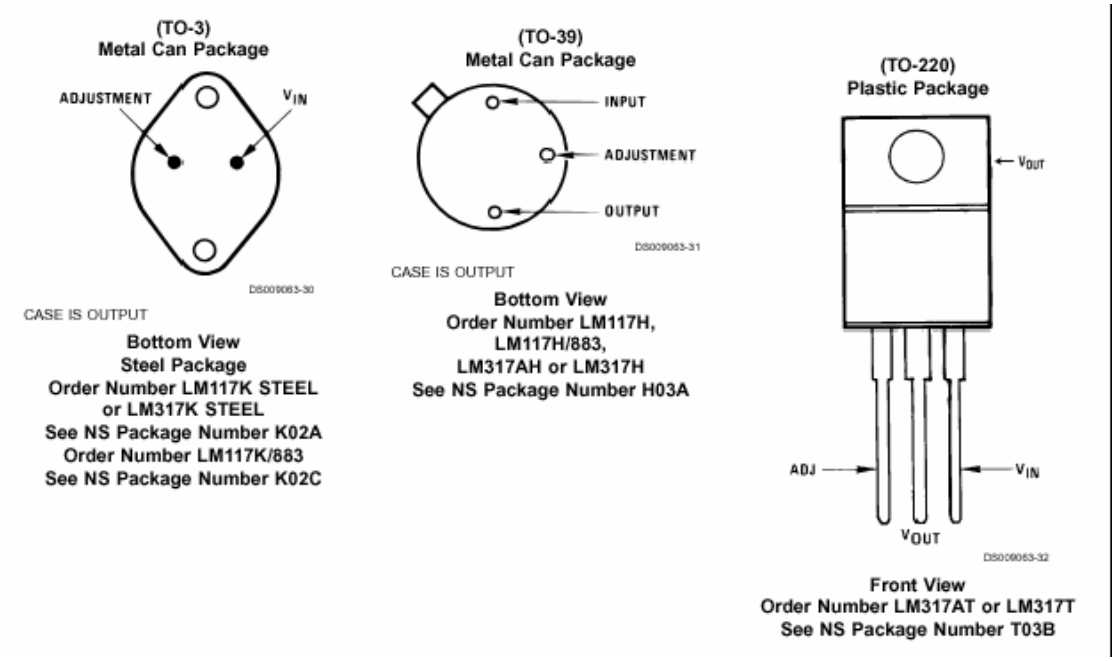


Fig. A4.15.

Pentru variantele K, H şi T, prezentăm în Fig. A4.15, forma capsulelor şi configurația pinilor.

Bibliografie

Prima carte în care vă sfătuim să căutaţi informaţiile suplimentare de care veţi avea nevoie în realizarea oricărui proiect de electronică este

1. Paul Horowitz şi Winfield Hill, "The Art of Electronics" , ediţia a II-a, Cambridge University Press, 1989.

Pentru o prezentare mai detaliată, însoţită de exemple de calcul şi descrieri de experimente, puteţi consulta Manualul Studentului care o însoţeşte:

2. Thomas Hayes şi Paul Horowitz "Student Manual for The Art of Electronics" , Cambridge University Press, 1989.

Deşi nu există încă versiuni în limba română, credem că efortul de a vă procura aceste manuale va fi răsplătit pe deplin.

O descriere accesibilă a fizicii dispozitivelor semiconductoare, alături de prezentarea detaliată a multor circuite electronice, puteţi găsi în excelentele (dar puţin demodatele) lucrări, traduse în limba română

3. Paul Gray şi Campbell Searle, "Bazele electronicii moderne", vol. I şi II, Editura Tehnică, Bucureşti, 1973, după ediţia originală John Wiley & Sons, 1969.

4. Paul Gray şi Robert Meyer, "Circuite integrate analogice - Analiză şi proiectare", Editura Tehnică, Bucureşti, 1983, după ediţia originală John Wiley & Sons, 1977.

Pentru un curs introductiv simplu, destinat învăţământului la distanţă, puteţi apela la lucrarea noastră

5. Mihai P. Dincă, "Introducere în Electronică", Universitatea din Bucureşti, Departamentul CREDIS, Bucureşti, 2001.

Un curs bun de electronică,

6. Bob Zulinski, Michigan Technological University, "Introduction to Electronics"

puteţi obţine gratuit de la **http://www.ee.mtu.edu/faculty/rzulinsk/onlinetext/.**

Informaţii despre modul de funcţionare al multor dispozitive şi instrumente moderne puteţi găsi la **http://www.howstuffworks.com/.**

În privinţa chestiunilor generale prezentate în primele două capitole, "Noţiuni introductive" şi "Surse de tensiune şi surse de curent", vă sfătuim să citiţi secţiunile de Electrocinetică din excelentele manuale

7. Francis Sears, Mark Zemansky şi Hugh Young, "Fizică", Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1983, după ediţia Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1976.

8. Eduard Purcell, "Cursul de Fizică Berkeley, vol. II, Electricitate şi Magnetism", Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1982, după ediţia Educational Development Center, 1965.

9. David Halliday şi Robert Resnick, "Fizica", Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1975.

şi o carte de referinţă de teoria circuitelor

10. N. Balabanian, Th. Bickart, "Teoria modernă a circuitelor", Ed. Tehnică, Bucureşti, 1974.

De pe Internet puteţi aduce gratuit seria de manuale "Lessons in Electric Circuits" de la **http://www.ibiblio.org/obp/electricCircuits/index.htm.**

Pentru chestiunile generale, e bine să citiţi primele două volume "DC" şi "AC". Tot pentru primele două capitole introductive, vă recomandăm să faceţi o vizită la:

http://www.electronicstheory.com/

http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/electronic/etroncon.html

http://www.clarkson.edu/~svoboda/eta/DCTutor/DCTutor.html

http://www.physics.uoguelph.ca/tutorials/ohm/index.html

http://home.planet.nl/~heuvelvdg/electronics/main.html (atenţie, foloseşte simbolurile DIN pentru sursele de tensiune şi de curent)

Veţi găsi acolo explicaţii foarte clare, cursuri on-line, precum şi programe interactive de tip applet.

În legătură cu tranzistoarele unijoncţiune, prezentate în Capitolul 6, puteţi citi

11. Pantelimon Constantin şi Ovidiu Radu, "Tranzistoare unijoncţiune - Aplicaţii", Editura Tehnică, Bucureşti, 1976.

International Rectifier oferă note de aplicaţii şi informaţii despre componentele de putere, în special tranzistoare MOS, la **http://www.irf.com/technical-info/appnotes.htm**. Multe legături la foi de catalog găsiţi la **http://www.crhc.uiuc.edu/~dburke/databookshelf.html** iar la **http://www.questlink.com/** aveţi o colecţie de foi de catalog şi note de aplicaţii, cu motor de căutare. O listă impresionantă de adrese precum şi alte lucruri utile vă stau la dispoziţie la **http://www.epanorama.net/.** Dacă nici acolo nu găsiţi ceea ce căutaţi, încercaţi motorul de căutare **http://www.google.com.**

Mai multe lucruri despre cum să folosiţi programul Circuit Maker puteţi afla din Manualul de utilizare pentru versiunea 2000, disponibil la **http://www.microcode.com/pdfs/cm_usermanual.pdf.**